RICARDO SOUZA FIGUEREDO

**Corrente de fuga em inversores monofásicos sem transformador para conexão
de sistemas fotovoltaicos à rede de distribuição de energia elétrica:
Análise e proposta de filtro passivo integrado de modo comum e diferencial**

São Paulo
(2015)

RICARDO SOUZA FIGUEREDO

**Corrente de fuga em inversores monofásicos sem transformador para conexão de
sistemas fotovoltaicos à rede de distribuição de energia elétrica:
Análise e proposta de filtro passivo integrado de modo comum e diferencial**

Dissertação apresentada à Escola Politécnica
da Universidade de São Paulo para obtenção do
título de Mestre em Ciências

Orientador:
Prof. Dr. Lourenço Matakas Junior

São Paulo
(2015)

RICARDO SOUZA FIGUEREDO

**Corrente de fuga em inversores monofásicos sem transformador para conexão de
sistemas fotovoltaicos à rede de distribuição de energia elétrica:
Análise e proposta de filtro passivo integrado de modo comum e diferencial**

Dissertação apresentada à Escola Politécnica
da Universidade de São Paulo para obtenção do
título de Mestre em Ciências

Área de Concentração:
Sistemas de Potência

Orientador:
Prof. Dr. Lourenço Matakas Junior

São Paulo
(2015)

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catálogo-na-publicação

Figueredo, Ricardo Souza

Corrente de fuga em inversores monofásicos sem transformador para conexão de sistemas fotovoltaicos à rede de distribuição de energia elétrica: Análise e proposta de filtro passivo integrado de modo comum e diferencial / R. S. Figueredo -- versão corr. -- São Paulo, 2015.

191 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Eletrônica de Potência 2.Energia Solar I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

FIGUEREDO, R. S. Corrente de fuga em inversores monofásicos sem transformador para conexão de sistemas fotovoltaicos à rede de distribuição de energia elétrica: Análise e proposta de filtro passivo integrado de modo comum e diferencial. São Paulo. 2015. 191 p. (Mestrado) Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2015.

A Deus

Aos meus pais

Aos meus irmãos

AGRADECIMENTOS

A Deus por tudo.

Aos meus pais, Aurino e Marilene, meus irmãos, Santiago e Valquiria, por todo o apoio, incentivo e compreensão ao longo dessa trajetória.

Aos colegas da PUC-SP, Artur e Sidnei, pela troca de ideias e informações que foram essenciais para o meu ingresso no mestrado.

Ao Professor Lourenço Matakas Junior pela oportunidade de realizar este trabalho, pelo apoio, pela orientação, correções e ensinamentos.

Aos Professores Wilson Komatsu e Marcelo Gradella Villalva pela participação na banca de qualificação, pela revisão do texto, pelas correções e sugestões.

Aos Professores do Laboratório de Eletrônica de Potência da Escola Politécnica da USP (LEP-EPUSP) por proporcionarem as condições para realização deste trabalho.

A colega de mestrado Kelly pela ajuda no trabalho experimental e por sua colaboração nos trabalhos desenvolvidos em conjunto.

Aos colegas do LEP-EPUSP Bruno, Naji e Fernando pelas contribuições diretas e indiretas para o desenvolvimento deste trabalho.

A empresa PHB Eletrônica, os engenheiros Ildo Bet e Paulo Gaidzinski, por permitirem a flexibilização de horário que possibilitou minha participação nas atividades do mestrado. Além disso, agradeço pelo apoio e pela compreensão que tiveram da importância desse processo para minha formação profissional.

Aos colegas da PHB Eletrônica pela troca de informações, experiências e aprendizado ao longo dos últimos 15 anos.

Ao Rogério pela troca de informações sobre inversores e normas.

Ao Yoshio pela ajuda, principalmente, com os componentes magnéticos.

A Li Fan Ho pela amizade, incentivo e pensamento positivo.

A todos que contribuíram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho.

"Os únicos bens intangíveis são os que acumulamos no cérebro e no coração; quando eles faltam, nenhum tesouro os substitui."

José Ingenieros

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo sobre a corrente de fuga de modo comum em inversores monofásicos sem transformador utilizados para a conexão de sistemas fotovoltaicos (FV) à rede de distribuição de energia elétrica. O estudo se concentra em inversores do tipo fonte de tensão que empregam a topologia em ponte completa. A partir da adequada modelagem do sistema (rede, conversor e módulo fotovoltaico) identifica-se e quantifica-se a contribuição das tensões de modo comum e modo diferencial para a corrente de fuga. Conclui-se que a tensão de modo comum de alta frequência produzida pelo inversor, que depende da estratégia de modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*) empregada, fornece a maior contribuição para produção da corrente de fuga. Esse estudo mostra que os inversores sem transformador, com topologia em ponte completa e modulação que produz tensão de saída com três níveis, necessitam de medidas adicionais para a minimização da corrente fuga quando aplicados em sistemas fotovoltaicos conectados à rede. Algumas soluções propostas na literatura para a minimização da corrente de fuga baseadas em topologias modificadas e filtros de modo comum são listadas e discutidas. Neste trabalho é proposto um filtro integrado de modo comum e modo diferencial com amortecimento passivo de baixas perdas, para minimizar a corrente de fuga produzida por um inversor monofásico sem transformador. Um exemplo de aplicação do filtro proposto é apresentado juntamente com seu procedimento de projeto, resultados de simulação e experimentais que validam a proposta. Além disso, a influência da variação da indutância da rede elétrica e da capacitância parasita do sistema fotovoltaico no comportamento do filtro proposto é analisada. A influência da variação da indutância da rede no comportamento do sistema de controle e o impacto da corrente de modo comum no projeto dos indutores do lado do conversor também são analisados.

Palavras-Chave: Eletrônica de potência. Inversor sem transformador. Sistema fotovoltaico conectado à rede. Corrente de fuga. Filtro de modo comum. Filtro de modo diferencial. Filtro LCL. Amortecimento passivo.

ABSTRACT

This paper presents a study on the common mode leakage current in single-phase transformerless inverters for grid-connected photovoltaic (PV) systems. The study focuses on voltage source inverters (VSI) employing the full-bridge topology. The common mode and differential mode voltages that contribute to the leakage current are identified and quantified from the analysis of the system model (utility grid, converter and PV module). The system model analysis shows that the high frequency common mode voltage produced by the inverter, which depends on the Pulse Width Modulation (PWM) strategy, is the main source contributing to the leakage current. This work shows that transformerless inverters employing the full-bridge topology and a modulation strategy that produces a three-level output voltage require some leakage current minimization strategy when they are employed in grid-connected PV systems. Some solutions proposed in the literature for leakage current minimization based on modified topologies and common mode filters are listed and discussed. In this dissertation an integrated common and differential filter with low loss passive damping is proposed to minimize the leakage current produced by a single-phase transformerless PV inverter. An application example of the proposed filter is presented with design procedure, simulation and experimental results validating the proposal. Additionally, the influence of grid inductance and PV module parasitic capacitance variations on the behavior of the proposed filter is analyzed. The behavior of the control system considering the grid inductance variation and the impact of the common mode current on the converter side inductors design are also analyzed.

Keywords: Power electronics. Transformerless inverter. Grid-connected photovoltaic system. Leakage current. Common mode filter. Differential mode filter. LCL filter. Passive damping.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Diagrama de blocos simplificado de um SFCR.	34
Figura 2.1 – SFCR com microinversor integrado ou módulo CA.	40
Figura 2.2 – SFCR com microinversor.	40
Figura 2.3 – SFCR com inversor <i>string</i>	40
Figura 2.4 – SFCR com inversor <i>multistring</i>	41
Figura 2.5 – SFCR com inversor central.	41
Figura 2.6 – Inversor com dois estágios e transformador de baixa frequência.	43
Figura 2.7 – Inversor com dois estágios e transformador de alta frequência no conversor CC/CC.	43
Figura 2.8 – Inversor com dois estágios sem transformador.	43
Figura 2.9 – Inversor com estágio único e transformador de baixa frequência.	44
Figura 2.10 – Inversor com estágio único sem transformador.	44
Figura 3.1 – Seção transversal de um módulo FV.	46
Figura 3.2 – Diagrama simplificado ilustrando a corrente de fuga em um SFCR.	48
Figura 3.3 – Proteção contra corrente residual empregando RCD.	49
Figura 3.4 – Proteção contra corrente residual empregando RCMU.	50
Figura 3.5 – Inversores tipo fonte de tensão monofásicos: (a) meia ponte; (b) NPC; (c) ponte completa.	51
Figura 4.1 – Circuito simplificado de um SFCR com inversor sem transformador.	54
Figura 4.2 – Circuito simplificado com fontes v_{AO} e v_{BO} substituindo gerador FV e VSI.	55
Figura 4.3 – Circuito simplificado com fontes v_{cm} e v_{dm} substituindo gerador FV e VSI.	57
Figura 4.4 – Circuito simplificado com fontes de modo comum e modo diferencial.	57
Figura 4.5 – Circuito para cálculo de $v_{XY rede}$	58
Figura 4.6 – Circuito equivalente de modo comum.	59
Figura 4.7 – Sistema de distribuição delta com neutro.	61
Figura 4.8 – Sistema de distribuição estrela com neutro.	61
Figura 4.9 – Sistema de distribuição delta com neutro V(F-N) 115 V: ($v_{rede A}$ e $v_{rede B}$); $v_{rede dm}$; $v_{rede cm}$	62

Figura 4.10 – Sistema de distribuição estrela com neutro V(F-N) 127 V: ($v_{rede A}$ e $v_{rede B}$); $v_{rede dm}$; $v_{rede cm}$	63
Figura 4.11 – Sistema de distribuição estrela com neutro V(F-N) 220 V: ($v_{rede A}$ e $v_{rede B}$); $v_{rede dm}$; $v_{rede cm}$	63
Figura 4.12 – Inversor fonte de tensão monofásico com topologia em ponte completa.	65
Figura 4.13 – Modulador para a estratégia PWM bipolar.	67
Figura 4.14 – Modulação PWM bipolar - sinais de comando: v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4}	67
Figura 4.15 – Modulação PWM bipolar - sinais: v_{c_bp} e v_m ; v_{dm} ; v_{cm}	68
Figura 4.16 – Modulação PWM bipolar - espectro da tensão de modo diferencial (v_{dm})	68
Figura 4.17 – Modulação PWM bipolar - espectro da tensão de modo comum (v_{cm})	69
Figura 4.18 – Modulador para a estratégia PWM unipolar contínua.	69
Figura 4.19 – Modulação PWM unipolar contínua - sinais de comando: v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4}	70
Figura 4.20 – Modulação PWM unipolar contínua - sinais: v_{c_bp} , $v_m = VM1$ e $-v_m = VM2$; v_{dm} ; v_{cm}	70
Figura 4.21 – Modulação PWM unipolar contínua - espectro da tensão de modo diferencial (v_{dm})	71
Figura 4.22 – Modulação PWM unipolar contínua - espectro da tensão de modo comum (v_{cm})	71
Figura 4.23 – Moduladores (a) e (b) para a estratégia PWM unipolar descontínua.	72
Figura 4.24 – Modulação PWM unipolar descontínua (a) - sinais de comando: v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4}	72
Figura 4.25 – Modulação PWM unipolar descontínua (b) - sinais de comando: v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4}	73
Figura 4.26 – Modulação PWM unipolar descontínua (a) - sinais: v_{c_up} , $v_m = VM1$ e $-v_m = VM2$; v_{dm} ; v_{cm}	73
Figura 4.27 – Modulação PWM unipolar descontínua (b) - sinais: v_{c_up} , $v_m = VM1$ e $-v_m = VM2$; v_{dm} ; v_{cm}	74
Figura 4.28 – Modulação PWM unipolar descontínua (a) - espectro da tensão de modo diferencial (v_{dm})	74
Figura 4.29 – Modulação PWM unipolar descontínua (a) - espectro da tensão de modo comum (v_{cm})	75

Figura 4.30 – Modulação PWM unipolar descontínua (b) - espectro da tensão de modo diferencial (v_{dm})	75
Figura 4.31 – Modulação PWM unipolar descontínua (b) - espectro da tensão de modo comum (v_{cm})	76
Figura 4.32 – Modulador para a estratégia de modulação PWM híbrida.	76
Figura 4.33 – Modulação PWM híbrida - sinais de comando: v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4}	77
Figura 4.34 – Modulação PWM híbrida - sinais: v_{c_up} , $v_m = VM1$ e $-v_m = VM2$; v_{dm} ; v_{cm}	77
Figura 4.35 – Modulação PWM híbrida - espectro da tensão de modo diferencial (v_{dm})	78
Figura 4.36 – Modulação PWM híbrida - espectro da tensão de modo comum (v_{cm})	78
Figura 4.37 – Modulação PWM híbrida - sinais: v_{dm} ; v_{cm} ; $v_{cm\ total\ inv}$	79
Figura 4.38 – Modulação PWM híbrida - espectro da tensão de modo comum ($v_{cm\ total\ inv}$) com $L_2 = 0$	79
Figura 5.1 – Topologia H5.	85
Figura 5.2 – Topologia H5 modulador para $FP = 1$	86
Figura 5.3 – Topologia H5 modulação para $FP = 1$: (v_m , $-v_m$, v_{c_up}); v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4} ; v_{G5}	86
Figura 5.4 – Topologia H5 modulador para provisão de potência reativa.	87
Figura 5.5 – Topologia H5 modulação para provisão de potência reativa: (v_m , $-v_m$, v_{c_up}); v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4} ; v_{G5}	88
Figura 5.6 – Topologia H5 resultados de simulação: v_{rede} ; i_{rede} ; v_{CP-} ; $i_{Leakage}$; v_{dm}	88
Figura 5.7 – Topologia H5 detalhe da corrente de fuga: v_{CP-} ; $i_{Leakage}$; v_{dm}	89
Figura 5.8 – Topologia HERIC.	89
Figura 5.9 – Topologia HERIC modulador para $FP = 1$	90
Figura 5.10 – Topologia HERIC modulação para $FP = 1$: (v_m , $-v_m$, v_{c_up}); v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4} ; v_{G5} ; v_{G6}	90
Figura 5.11 – Topologia HERIC modulador para provisão de potência reativa.	91
Figura 5.12 – Topologia HERIC modulação para provisão de potência reativa: (v_m , $-v_m$, v_{c_up}); v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4} ; v_{G5} ; v_{G6}	92

Figura 5.13 – Topologia HERIC resultados de simulação: v_{rede} ; i_{rede} ; v_{CP-} ; $i_{Leakage}$; v_{dm}	92
Figura 5.14 – Topologia HERIC detalhe da corrente de fuga: v_{CP-} ; $i_{Leakage}$; v_{dm} . . .	93
Figura 5.15 – Topologia H6D2.	94
Figura 5.16 – Topologia H6D2 modulador para $FP = 1$	95
Figura 5.17 – Topologia H6D2 modulação para $FP = 1$: $(v_m; -v_m; v_{c_up})$; v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4} ; v_{G5} ; v_{G6}	96
Figura 5.18 – Topologia H6D2 modulador para provisão de potência reativa.	97
Figura 5.19 – Topologia H6D2 modulação para provisão de potência reativa: $(v_m, -v_m, v_{c_up})$; v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4} ; v_{G5} ; v_{G6}	97
Figura 5.20 – Topologia H6D2 resultados de simulação: v_{rede} ; i_{rede} ; v_{CP-} ; $i_{Leakage}$; v_{dm}	98
Figura 5.21 – Topologia H6D2 detalhe da corrente de fuga: v_{CP-} ; $i_{Leakage}$; v_{dm} . . .	98
Figura 5.22 – Topologia HB-ZVR.	99
Figura 5.23 – Topologia HB-ZVR modulador para provisão de potência reativa.	100
Figura 5.24 – Topologia HB-ZVR modulação para provisão de potência reativa: $(v_m, -v_m$ e $v_{c_up})$; v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4} ; v_{G5}	101
Figura 5.25 – Topologia HB-ZVR resultados de simulação: v_{rede} ; i_{rede} ; v_{CP-} ; $i_{Leakage}$; i_{D10}	102
Figura 5.26 – Topologia HB-ZVR detalhe da corrente de fuga: v_{CP-} ; $i_{Leakage}$; v_{dm} . .	102
Figura 5.27 – Filtro ativo de modo comum.	104
Figura 5.28 – Filtro passivo de modo comum (configuração 1)	105
Figura 5.29 – Filtro passivo de modo comum (configuração 1) - circuito equivalente de modo comum.	105
Figura 5.30 – Filtro passivo de modo comum configuração 1 (malha da corrente $i_{cm\ HF}$)	106
Figura 5.31 – Filtro passivo de modo comum (configuração 2)	107
Figura 5.32 – Filtro passivo de modo comum (configuração 2) - circuito equivalente de modo comum.	107
Figura 5.33 – Filtro passivo de modo comum configuração 2 (malha da corrente $i_{cm\ HF}$)	108
Figura 6.1 – Filtro passivo integrado CM e DM - estrutura simplificada.	109

Figura 6.2 – Circuito equivalente de modo comum do filtro integrado.	110
Figura 6.3 – Circuito equivalente de modo comum simplificado do filtro integrado. .	110
Figura 6.4 – Circuito equivalente de modo diferencial do filtro integrado.	112
Figura 6.5 – Circuito equivalente de modo diferencial simplificado do filtro integrado	112
Figura 6.6 – Fluxograma para decisão sobre a utilização do indutor L_5	116
Figura 6.7 – Filtro passivo integrado CM e DM com amortecimento passivo.	121
Figura 6.8 – Circuito de modo comum do filtro integrado com amortecimento passivo.	121
Figura 6.9 – Circuito de modo diferencial do filtro integrado com amortecimento passivo.	121
Figura 6.10 – Circuito simplificado do primeiro estágio do filtro de modo comum com amortecimento passivo.	122
Figura 6.11 – Circuito simplificado do filtro de modo diferencial com amortecimento passivo.	123
Figura 6.12 – Fluxograma para decisão sobre a utilização de amortecimento adicional do circuito DM.	125
Figura 7.1 – Diagrama de blocos do microinversor não isolado de dois estágios. . . .	128
Figura 7.2 – Esquema elétrico simplificado do circuito simulado.	136
Figura 7.3 – Fonte de tensão do barramento CC com retificador trifásico isolado. . . .	138
Figura 7.4 – Diagrama de blocos do sistema de controle do inversor.	138
Figura 7.5 – Filtro CM OFF (simulação): v_{rede} ; i_{rede} ; $i_{Leakage}$	141
Figura 7.6 – Filtro CM ON (simulação): v_{rede} ; i_{rede} ; $i_{Leakage}$	141
Figura 7.7 – Filtro CM OFF (experimental): ch2(ciano) - v_{rede} (500V/div); ch4(verde) - i_{rede} (1A/div); ch1(azul) - $i_{Leakage}$ (1A/div). (4ms/div).	141
Figura 7.8 – Filtro CM ON (experimental): ch2(ciano) - v_{rede} (500V/div); ch4(verde) - i_{rede} (1A/div); ch3(magenta) - $i_{Leakage}$ (40mA/div). (4ms/div).	142
Figura 7.9 – Diagrama de Bode $i_{rede\ dm}(s)/v_{dm}(s)$ para $L_{rede\ dm}$: 180 μ H (—) (vermelho); 460 μ H (o — o) (preto); 4,9mH ($\square$ — $\square$) (azul).	145
Figura 7.10 – Diagrama de Bode $i_{Leakage}(s)/v_{cm}(s)$ para: $L_{rede\ cm}=1,225$ mH, $C_p=300$ nF ($\square$ — $\square$) (azul); $L_{rede\ cm}=45$ μ H, $C_p=15$ nF (—) (vermelho); $L_{rede\ cm}=1,225$ mH, $C_p=15$ nF (o — o) (preto); $L_{rede\ cm}=45$ μ H, $C_p=300$ nF (— · — ·) (magenta).	146

Figura 7.11 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.	147
Figura 7.12 – Diagrama de Bode $i_{Ldm}(s)/v_{dm}(s)$ para $L_{rede\ dm}$: 180 μ H (—) (vermelho); 460 μ H (o — · o) (preto); 4,9mH ($\square$ — $\square$) (azul).	149
Figura 7.13 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta $G_{OL}(z)$ para $L_{rede\ dm}$: 180 μ H (—) (vermelho); 460 μ H (o — · o) (preto); 4,9mH ($\square$ — $\square$) (azul).	150
Figura 7.14 – Aplicação de degrau na referência de corrente de 0,965 para 1,93 A _{pico} com $L_{rede\ dm} = 180\ \mu$ H: superior $i_{L1\ ref}$ e i_{L1} ; inferior $i_{rede\ A}$	151
Figura 7.15 – Aplicação de degrau na referência de corrente de 0,965 para 1,93 A _{pico} com $L_{rede\ dm} = 4,9\ m$ H: superior $i_{L1\ ref}$ e i_{L1} ; inferior $i_{rede\ A}$	151
Figura 7.16 – Degrau na referência de corrente de 0,965 para 1,93 A _{pico} com $L_{rede\ dm} = 180\ \mu$ H: superior ch2(ciano) - $i_{L1\ ref}$ (1A/div) e ch3(magenta) - i_{L1} (1A/div); inferior ch4(verde) - $i_{rede\ A}$ (1A/div). (4ms/div).	152
Figura 7.17 – Degrau na referência de corrente de 0,965 para 1,93 A _{pico} com $L_{rede\ dm} = 4,9\ m$ H: superior ch2(ciano) - $i_{L1\ ref}$ (1A/div) e ch3(magenta) - i_{L1} (1A/div); inferior ch4(verde) - $i_{rede\ A}$ (1A/div). (4ms/div).	152
Figura 7.18 – Resultados de simulação $C_P = 300$ nF, $L_{rede\ dm} = 180\mu$ H, $L_{rede\ cm} = 45\mu$ H: v_{rede} ; i_{rede} ; $i_{Leakage}$	154
Figura 7.19 – Resultados de simulação $C_P = 22$ nF, $L_{rede\ dm} = 4,9$ mH, $L_{rede\ cm} = 1,225$ mH: v_{rede} ; i_{rede} ; $i_{Leakage}$	154
Figura 7.20 – Resultados experimentais $C_P = 300$ nF, $L_{rede\ dm} = 180\mu$ H, $L_{rede\ cm} = 45\mu$ H: ch2(ciano) - v_{rede} (500V/div); ch4(verde) - i_{rede} (1A/div); ch3(magenta) - $i_{Leakage}$ (40mA/div). (4ms/div).	154
Figura 7.21 – Resultados experimentais $C_P = 22$ nF, $L_{rede\ dm} = 4,9$ mH, $L_{rede\ cm} = 1,225$ mH: ch2(ciano) - v_{rede} (500V/div); ch4(verde) - i_{rede} (1A/div); ch3(magenta) - $i_{Leakage}$ (4mA/div). (4ms/div).	155
Figura 7.22 – Principais correntes do filtro integrado.	155
Figura 7.23 – Correntes no filtro integrado (simulação): i_{L1} (cinza); i_{L2} (preto); $i_{rede\ A}$; i_{cm} ; i_{Lcm} ; i_{Ldm}	160
Figura 7.24 – Correntes no filtro integrado (experimental): ch2(ciano) - i_{L1} (2A/div); ch3(magenta) - i_{L2} (2A/div); ch4(verde) - $i_{rede\ A}$ (2A/div); ch1(azul) - i_{cm} (1A/div). (4ms/div).	160

Figura 7.25 – Correntes no filtro integrado (experimental): i_{Ldm} ; i_{Lcm}	161
Figura 7.26 – Gráfico da função $[1 - M \cdot \text{sen}(\theta)]$ para: $M=1$; $M=0,8$; e $M=0,5$	162
Figura 7.27 – Gráfico da função $[1 - M \cdot \text{sen}(\theta)] \cdot M \cdot \text{sen}(\theta)$, para: $M=1$; $M=0,8$; e $M=0,5$	162
Figura 7.28 – Valores de pico instantâneos das ondulações das correntes de modo comum $\Delta_{iLcm\ pico}(\theta)$ e modo diferencial $\Delta_{iLdm\ pico}(\theta)$	163
Figura APA.1 – Circuito utilizado para simulação no software PSIM: Topologia H5.	181
Figura APA.2 – Circuito utilizado para simulação no software PSIM: Topologia HERIC.	182
Figura APA.3 – Circuito utilizado para simulação no software PSIM: Topologia H6D2.	183
Figura APA.4 – Circuito utilizado para simulação no software PSIM: Topologia HB-ZVR.	184
Figura APA.5 – Circuito utilizado para simulação no software PSIM: Filtro integrado CM e DM proposto.	185
Figura APB.1 – Circuito de modo comum desprezando a tensão da rede elétrica.	186
Figura APB.2 – Circuito de modo diferencial desprezando a tensão da rede elétrica.	188
Figura APC.1 – Vista geral da montagem experimental.	190
Figura APC.2 – Inversor tipo fonte de tensão em ponte completa.	190
Figura APC.3 – Placa de controle (DSC TMS320F28335 e circuitos de condicionamento de sinais)	191
Figura APC.4 – Detalhe do protótipo do filtro integrado CM e DM proposto.	191

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Lista de países com maior capacidade total instalada (2013)	31
Tabela 1.2 – Lista de países que mais instalaram sistemas fotovoltaicos em 2013.	32
Tabela 1.3 – Matriz de energia elétrica brasileira (maio 2014)	32
Tabela 3.1 – Tempo de desconexão para variação abrupta na corrente residual (VDE 0126-1-1 e IEC 62109-2)	50
Tabela 4.1 – Simulação tensões de modo comum e diferencial produzidas pela rede. .	62
Tabela 4.2 – C_p e potência máxima do gerador FV considerando ($v_{cm\ total} = v_{rede\ cm}$)	64
Tabela 4.3 – Vetores de comutação possíveis para inversor monofásico em ponte completa.	66
Tabela 4.4 – Tensão de modo comum considerando modulação e configuração do filtro.	82
Tabela 5.1 – Parâmetros utilizados nas simulações das topologias modificadas.	84
Tabela 5.2 – Topologia H5 vetores de comutação para $FP = 1$	87
Tabela 5.3 – Topologia H5 vetores de comutação para provisão de potência reativa. . .	88
Tabela 5.4 – Topologia HERIC vetores de comutação para $FP = 1$	91
Tabela 5.5 – Topologia HERIC vetores de comutação para provisão de potência reativa.	92
Tabela 5.6 – Topologia H6D2 vetores de comutação para $FP = 1$	96
Tabela 5.7 – Topologia H6D2 vetores de comutação para provisão de potência reativa.	97
Tabela 5.8 – Topologia HB-ZVR vetores de comutação para provisão de potência reativa.	101
Tabela 5.9 – Resultados de simulação - corrente de fuga das topologias H5, HERIC, H6D2 e HB-ZVR.	103
Tabela 6.1 – Sequência para dimensionamento dos elementos do filtro integrado sem amortecimento passivo.	118
Tabela 6.2 – Sequência para dimensionamento dos elementos de amortecimento passivo do filtro integrado.	127
Tabela 7.1 – Parâmetros para projeto do filtro integrado.	129
Tabela 7.2 – Componentes do filtro integrado com amortecimento passivo.	135

Tabela 7.3 – Lista de componentes utilizados na montagem experimental e parâmetros utilizados na simulação.	137
Tabela 7.4 – Resultados de simulação e experimentais: filtro de modo comum ligado e desligado.	143
Tabela 7.5 – Margens de estabilidade do sistema de controle para $L_{rede\ dm}$: 180 μ H; 460 μ H; 4,9mH.	149
Tabela 7.6 – Resultados de simulação e experimentais: variação de C_p e L_{rede}	153
Tabela 7.7 – Resultados teóricos, de simulação e experimentais: principais correntes do filtro integrado.	161

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABINEE	Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
BIG	Banco de Informações de Geração
BT	Baixa Tensão
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
COBEI	Comitê Brasileiro de Eletricidade, Eletrônica, Iluminação e Telecomunicações
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
DSC	<i>Digital Signal Controller</i>
EPUSP	Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FV	Fotovoltaico
HERIC	<i>Highly Efficient and Reliable Inverter Concept</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
MT	Média Tensão
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PR	Proporcional Ressonante
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RAC	Requisito de Avaliação da Conformidade
RCD	<i>Residual Current Device</i>

RCMU	<i>Residual Current Monitoring Unit</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SC-GCTI	<i>Solidly Clamped Grid Connected Transformerless Inverter</i>
SFCR	Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede
SPMP	Seguimento do Ponto de Máxima Potência
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
ZOH	<i>Zero Order Holder</i>
ZS-GCTI	<i>Zero State Grid Connected Transformerless Inverter</i>
ZSD-GCTI	<i>Zero State Decoupled Grid Connected Transformerless Inverter</i>
ZSH-GCTI	<i>Zero State Hybrid Grid Connected Transformerless Inverter</i>
ZSI	<i>z-Source Inverter ou Impedance Source Inverter</i>
ZSMC-GCTI	<i>Zero State Midpoint Clamped Grid Connected Transformerless Inverter</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

C_{base}	Capacitância de base
C_{bus}	Capacitância do barramento CC
C_{bus1}	Capacitor do barramento CC
C_{cm}	Capacitância de modo comum
C_d	Capacitância de amortecimento
$C_{d\ cm\ k}, k = 1, 2, \dots$	Capacitância de amortecimento de modo comum
$C_{d\ dm}$	Capacitância de amortecimento de modo diferencial
C_{dm}	Capacitância de modo diferencial
C_f	Capacitância de filtro
$C_{f\ cm\ k}, k = 1, 2, \dots$	Capacitância de filtro de modo comum
$C_{f\ dm}$	Capacitância de filtro de modo diferencial
$C_k, k = 1, 2, \dots$	Capacitores
C_{p+}	Capacitância parasita entre o terminal positivo do arranjo FV e o terra
C_{p-}	Capacitância parasita entre o terminal negativo do arranjo FV e o terra
C_p	Capacitância parasita equivalente do arranjo fotovoltaico
$C_{p\ min}$	Valor mínimo da capacitância parasita equivalente do arranjo fotovoltaico
$C_{p\ max}$	Valor máximo da capacitância parasita equivalente do arranjo fotovoltaico
$D_k, k = 1, 2, \dots$	Diodos
$\Delta_{iLdm\ pico}$	Valor de pico da ondulação de corrente de modo diferencial nos indutores do lado do conversor
$\Delta_{iLdm\ pp}$	Valor de pico a pico da ondulação de corrente de modo diferencial nos indutores do lado do conversor
$\Delta_{iLdm\ RMS}$	Valor RMS da ondulação de corrente de modo diferencial nos indutores do lado do conversor
$\Delta_{iLcm\ pico}$	Valor de pico da ondulação de corrente de modo comum nos indutores do lado do conversor
$\Delta_{iLcm\ RMS}$	Valor RMS da ondulação de corrente de modo comum nos indutores do lado do conversor
f_A	Frequência de amostragem

f_c	Frequência da portadora triangular
f_m	Frequência do sinal modulador
f_{rede}	Frequência da rede elétrica
$f_{res\ cm1}$	Frequência de ressonância do primeiro estágio do filtro de modo comum
$f_{res\ cm1\ min}$	Valor mínimo da frequência de ressonância do primeiro estágio do filtro de modo comum
$f_{res\ cm1\ max}$	Valor máximo da frequência de ressonância do primeiro estágio do filtro de modo comum
$f_{res\ cm2}$	Frequência de ressonância do segundo estágio do filtro de modo comum
$f_{res\ dm}$	Frequência de ressonância do filtro de modo diferencial
$f_{res\ dm\ min}$	Valor mínimo da frequência de ressonância do filtro de modo diferencial
$f_{res\ dm\ max}$	Valor máximo da frequência de ressonância do filtro de modo diferencial
$f_{res\ dm\ (L_5=0)}$	Frequência de ressonância do filtro de modo diferencial desprezando L_5
$f_{res\ dm\ min\ (C_{d\ dm2}=0)}$	Valor mínimo da frequência de ressonância do filtro de modo diferencial desprezando $C_{d\ dm2}$
f_{sw}	Frequência de chaveamento
FP	Fator de Potência
G_{Ci}	Controlador de corrente
$G_{Ci}(z)$	Função de transferência do controlador de corrente em tempo discreto
$G_{OL}(z)$	Função de transferência de malha aberta em tempo discreto
$G_P(s)$	Função de transferência da planta em tempo contínuo
$G_P(z)$	Função de transferência da planta em tempo discreto
$i_{Leakage}$	Corrente instantânea de fuga
$I_{Leakage\ RMS}$	Valor RMS da corrente de fuga
i_{cm}	Corrente instantânea de modo comum
i_{Ccm}	Corrente instantânea que circula pelos capacitores de modo comum
$i_{cm\ HF}$	Componente de alta frequência da corrente instantânea de modo comum

$i_{L1\ err}$	Erro de corrente instantânea do indutor L_1
$i_{L1\ ref}$	Referência de corrente instantânea do indutor L_1
$I_{ref\ P}$	Valor de pico da referência de corrente em fase com a tensão da rede
$I_{ref\ Q}$	Valor de pico da referência de corrente defasada de 90° em relação à tensão da rede
i_{rede}	Corrente instantânea injetada na rede elétrica
$I_{rede\ pico}$	Valor de pico da corrente injetada na rede elétrica
$I_{rede\ RMS}$	Valor RMS da corrente injetada na rede elétrica
$I_{L\ frede\ RMS}$	Valor RMS da componente fundamental da corrente que circula nos indutores do lado do conversor
$I_{L\ frede\ pico}$	Valor de pico da componente fundamental da corrente que circula nos indutores do lado do conversor
$i_{rede\ dm}(s)/v_{dm}(s)$	Função de transferência de malha aberta da corrente de modo diferencial injetada na rede
$i_{Ldm}(s)/v_{dm}(s)$	Função de transferência de malha aberta da corrente de modo diferencial nos indutores do lado do conversor
$i_{Leakage}(s)/v_{cm}(s)$	Função de transferência de malha aberta da corrente de fuga
i_{L1}	Corrente instantânea no indutor L_1
$I_{L1\ pico}$	Valor de pico da corrente no indutor L_1
$I_{L1\ RMS}$	Valor RMS da corrente no indutor L_1
i_{L2}	Corrente instantânea no indutor L_2
$I_{L2\ pico}$	Valor de pico da corrente no indutor L_2
$I_{L2\ RMS}$	Valor RMS da corrente no indutor L_2
i_{Ldm}	Corrente instantânea de modo diferencial nos indutores do lado do conversor
$i_{Ldm\ zero}$	Cruzamento por zero da corrente instantânea de modo diferencial nos indutores do lado do conversor
$i_{Ldm\ max}$	Valor máximo do módulo da corrente instantânea de modo diferencial nos indutores do lado do conversor
i_{Lcm}	Corrente instantânea de modo comum nos indutores do lado do conversor
$i_{Lcm\ min}$	Valor mínimo do módulo da corrente instantânea de modo comum nos indutores do lado do conversor

$i_{L_{cm} \max}$	Valor máximo do módulo da corrente instantânea de modo comum nos indutores do lado do conversor
I_1	Valor RMS da componente fundamental da corrente
k_p	Ganho proporcional
L_{base}	Indutância de base
$L_k, k=1,2,\dots$	Indutores
L_{cm}	Indutância de modo comum
$L_{cm \ eq}$	Indutância equivalente de modo comum
L_{dm}	Indutância de modo diferencial
$L_{dm \ eq}$	Indutância equivalente de modo diferencial
$L_{dm \ eq \ min}$	Valor mínimo da indutância equivalente de modo diferencial
$L_{dm \ eq \ (L_5=0)}$	Indutância equivalente de modo diferencial desprezando L_5
$L_{k \ cm}, k=1,2,\dots$	Indutância de modo comum do indutor L_k
$L_{k \ dm}, k=1,2,\dots$	Indutância de modo diferencial do indutor L_k
$L_{k \ dm \ min}, k=1,2,\dots$	Valor mínimo da indutância de modo diferencial do indutor L_k
$L_{rede \ A}$	Indutância série equivalente da fase A da rede elétrica
$L_{rede \ B}$	Indutância série equivalente da fase B da rede elétrica
$L_{rede \ cm}$	Indutância de modo comum da rede elétrica
$L_{rede \ dm}$	Indutância de modo diferencial da rede elétrica
$L_{rede \ dm \ min}$	Valor mínimo da indutância de modo diferencial da rede elétrica
$L_{rede \ dm \ nom}$	Valor nominal da indutância de modo diferencial da rede elétrica
$L_{rede \ dm \ max}$	Valor máximo da indutância de modo diferencial da rede elétrica
M	Índice de modulação da amplitude
MF	Margem de fase
MG	Margem de ganho
$M_p \%$	Máximo sobressinal percentual
n_{cm}	Razão entre a capacitância de amortecimento de modo comum e a capacitância de filtro de modo comum
n_{dm}	Razão entre a capacitância de amortecimento de modo diferencial e a capacitância de filtro de modo diferencial
P	Potência ativa
$P_{GERADOR \ FV}$	Potência do gerador fotovoltaico

P_{max}	Potência ativa máxima
$P_{Rd\ total}$	Potência total dissipada nos resistores de amortecimento
$r\ \%$	Percentual da ondulação de corrente de modo diferencial em relação ao valor de pico da corrente injetada na rede elétrica
$R_{dk},\ k=1,2,\dots$	Resistores de amortecimento
$R_{d\ cmk},\ k=1,2,\dots$	Resistência de amortecimento de modo comum
$R_{d\ dm k},\ k=1,2,\dots$	Resistência de amortecimento de modo diferencial
$R_{d\ dm1\ min}$	Valor mínimo da resistência de amortecimento de modo diferencial
$R_{d\ dm1\ max}$	Valor máximo da resistência de amortecimento de modo diferencial
R_{gnd}	Resistência entre aterramento da rede elétrica e aterramento da estrutura do gerador FV
$R_{rede\ A}$	Resistência série equivalente da fase A da rede elétrica
$R_{rede\ B}$	Resistência série equivalente da fase B da rede elétrica
$R_{rede\ cm}$	Resistência de modo comum da rede elétrica
$R_{rede\ dm}$	Resistência de modo diferencial da rede elétrica
$R_{rede\ dm\ min}$	Valor mínimo da resistência de modo diferencial da rede elétrica
$R_{rede\ dm\ max}$	Valor máximo da resistência de modo diferencial da rede elétrica
S_{base}	Potência aparente de base
S_{max}	Potência aparente máxima
$S_k,\ k=1,2,\dots$	Chaves semicondutoras de potência
T_i	Constante de tempo integral
THD_i	Distorção harmônica total da corrente
THD_v	Distorção harmônica total da tensão
$v_{\parallel}$	Tensão instantânea senoidal em fase com a tensão da rede elétrica e amplitude unitária fornecida pelo PLL
$v_{\perp}$	Tensão instantânea senoidal em quadratura com a tensão da rede elétrica e amplitude unitária fornecida pelo PLL
v_{AO}	Tensão instantânea entre o terminal de saída (A) do inversor e o terminal negativo do barramento CC (O)
v_{BO}	Tensão instantânea entre o terminal de saída (B) do inversor e o terminal negativo do barramento CC (O)
v_{AC2-Y}	Tensão instantânea entre os pontos AC2 e Y do circuito da Figura 4.5
v_{AC1-Y}	Tensão instantânea entre os pontos AC1 e Y do circuito da Figura 4.5

V_{base}	Tensão de base
V_{bus1}	Fonte de tensão CC que alimenta o barramento CC
v_{bus}	Tensão instantânea do barramento CC
$V_{bus\ med}$	Valor médio da tensão do barramento CC
v_c	Tensão instantânea da portadora triangular
$v_{c\ bp}$	Tensão instantânea da portadora triangular bipolar
$v_{c\ up}$	Tensão instantânea da portadora triangular unipolar
v_{CP-}	Tensão instantânea aplicada sobre a capacitância parasita C_{P-}
$v_{cf\ cm1}$	Tensão instantânea sobre a capacitância de modo comum $C_{f\ cm1}$
$v_{cf\ cm2}$	Tensão instantânea sobre a capacitância de modo comum $C_{f\ cm2}$
$v_{cf\ dm1}$	Tensão instantânea sobre a capacitância de modo diferencial $C_{f\ dm1}$
$v_{cf\ dm2}$	Tensão instantânea sobre a capacitância de modo diferencial $C_{f\ dm2}$
v_{cm}	Tensão instantânea de modo comum produzida pelo inversor
$v_{cm\ total}$	Tensão instantânea de modo comum total (tensão de circuito aberto entre o terminal negativo do barramento CC e o neutro aterrado da rede elétrica na Figura 4.6)
$v_{cm\ total\ inv}$	Tensão instantânea de modo comum total produzida pelo inversor (soma das contribuições das tensões instantâneas de modo comum e de modo diferencial, produzidas pelo inversor)
v_{dm}	Tensão instantânea de modo diferencial produzida pelo inversor
$v_{Gk}, k = 1, 2, \dots$	Tensão instantânea do sinal de comando das chaves semicondutoras
v_m	Tensão instantânea do sinal modulador
$v_{rede\ cm}$	Tensão instantânea de modo comum produzida pela rede elétrica
$V_{rede\ cm\ RMS}$	Valor RMS da tensão de modo comum produzida pela rede elétrica
$v_{rede\ dm}$	Tensão instantânea de modo diferencial produzida pela rede elétrica
$v_{rede\ A}$	Tensão instantânea da rede elétrica entre fase A e neutro aterrado
$v_{rede\ B}$	Tensão instantânea da rede elétrica entre fase B e neutro aterrado
v_{XY}	Tensão instantânea entre os pontos X e Y do circuito da Figura 4.4
$v_{XY\ rede}$	Tensão equivalente de Thévenin instantânea entre os pontos X e Y do circuito da Figura 4.4 causada por $v_{rede\ dm}$
$v_{XY\ inversor}$	Tensão equivalente de Thévenin instantânea entre os pontos X e Y da Figura 4.4 causada por v_{dm}

V_1	Valor RMS da componente fundamental da tensão
θ	Ângulo de fase da tensão de modo diferencial da rede elétrica
θ'	Ângulo de fase da tensão de modo diferencial imposta pelo inversor
ω_{cg}	Frequência de cruzamento de ganho
ω_{cp}	Frequência de cruzamento de fase
$\omega_{res\ cm2}$	Frequência angular de ressonância do segundo estágio do filtro CM
$Z_{k\ cm}, k = 1, 2, \dots$	Impedância complexa de modo comum no domínio da frequência
$Z_{k\ dm}, k = 1, 2, \dots$	Impedância complexa de modo diferencial no domínio da frequência
Z_{base}	Impedância de base

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.	31
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO.	31
1.2	DEFINIÇÕES.	33
1.3	MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS.	35
1.4	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.	36
2	INVERSORES PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA.	38
2.1	FUNÇÕES DESEMPENHADAS PELOS INVERSORES PARA SFCR.	38
2.2	CLASSIFICAÇÃO DE INVERSORES PARA SFCR CONSIDERANDO O TIPO DE GERADOR FV.	39
2.3	INVERSORES ISOLADOS E NÃO ISOLADOS PARA SFCR.	41
3	INVERSORES SEM TRANSFORMADOR PARA SFCR.	45
3.1	CORRENTE DE FUGA.	46
3.2	LIMITES PARA CORRENTE RESIDUAL.	48
3.3	INVERSORES TIPO FONTE DE TENSÃO MONOFÁSICOS.	51
4	INVERSOR EM PONTE COMPLETA SEM TRANSFORMADOR PARA SFCR.	54
4.1	CIRCUITO EQUIVALENTE DE MODO COMUM.	54
4.2	INFLUÊNCIA DAS COMPONENTES DA TENSÃO DE MODO COMUM TOTAL NA CORRENTE DE FUGA.	60
4.2.1	Contribuições das tensões de modo diferencial para tensão de modo comum total.	60
4.2.2	Contribuição da tensão de modo comum da rede elétrica para a tensão de modo comum total - influência do sistema de distribuição de energia elétrica.	61
4.2.3	Contribuições das tensões de modo comum e diferencial do inversor para a tensão de modo comum total - influência da estratégia de modulação PWM.	65
4.2.3.1	Modulação PWM bipolar.	67
4.2.3.2	Modulação PWM unipolar contínua.	69
4.2.3.3	Modulação PWM unipolar descontínua.	71

4.2.3.4	Modulação PWM híbrida.	76
4.2.3.5	Análise do desempenho das estratégias de modulação PWM.	79
5	ESTRATÉGIAS PARA A MINIMIZAÇÃO DA CORRENTE DE FUGA.	83
5.1	TOPOLOGIAS DERIVADAS DA ESTRUTURA EM PONTE COMPLETA	83
5.1.1	Topologias ZSD-GCTI.	85
5.1.1.1	Topologia H5.	85
5.1.1.2	Topologia HERIC.	89
5.1.1.3	Comportamento da corrente de fuga das topologias ZSD-GCTI.	93
5.1.2	Topologias ZSMC-GCTI.	94
5.1.2.1	Topologia H6D2.	94
5.1.2.2	Comportamento da corrente de fuga das topologias ZSMC-GCTI.	99
5.1.3	Topologias ZSH-GCTI.	99
5.1.3.1	Topologia HB-ZVR.	99
5.1.3.2	Comportamento da corrente de fuga das topologias ZSH-GCTI.	102
5.1.4	Considerações sobre as topologias derivadas da estrutura em ponte completa.	103
5.2	FILTROS DE MODO COMUM.	103
5.2.1	Filtro ativo de modo comum.	103
5.2.2	Filtro passivo de modo comum (configuração 1)	104
5.2.3	Filtro passivo de modo comum (configuração 2)	107
6	PROPOSTA DE UM FILTRO INTEGRADO DE MODO COMUM E MODO DIFERENCIAL.	109
6.1	FILTRO INTEGRADO DE MODO COMUM E DIFERENCIAL.	109
6.2	EQUACIONAMENTO DO FILTRO INTEGRADO.	112
6.3	AMORTECIMENTO DA RESSONÂNCIA EM FILTROS LC E LCL.	118
6.3.1	Filtro integrado com amortecimento passivo.	120
6.3.2	Equacionamento dos componentes do circuito de amortecimento passivo. .	121
7	EXEMPLO DE APLICAÇÃO: FILTRO INTEGRADO PARA MICROINVERSOR SEM TRANSFORMADOR DE 300 W.	128
7.1	PROJETO DO FILTRO INTEGRADO PARA MICROINVERSOR SEM TRANSFORMADOR DE 300W.	129
7.2	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS DO MICROINVERSOR DE 300 W COM FILTRO INTEGRADO.	136

7.3	INFLUÊNCIA DA VARIAÇÃO DA INDUTÂNCIA DA REDE NO COMPORTAMENTO DO FILTRO DE MODO DIFERENCIAL.	144
7.4	INFLUÊNCIA DA VARIAÇÃO DA INDUTÂNCIA DA REDE E DA CAPACITÂNCIA PARASITA NO COMPORTAMENTO DO FILTRO DE MODO COMUM.	146
7.5	INFLUÊNCIA DA VARIAÇÃO DA INDUTÂNCIA DA REDE NO COMPORTAMENTO DA MALHA DE CONTROLE DE CORRENTE.	147
7.6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS DO MICROINVERSOR DE 300 W CONSIDERANDO A VARIAÇÃO DA INDUTÂNCIA DA REDE E DA CAPACITÂNCIA PARASITA.	153
7.7	IMPACTO DA CORRENTE DE MODO COMUM NO DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES DO LADO DO CONVERSOR. .	155
8	CONSIDERAÇÕES FINAIS.	165
	REFERÊNCIAS.	168
	APÊNDICE A – CIRCUITOS SIMULADOS NO SOFTWARE PSIM.	181
	APÊNDICE B – FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA DO FILTRO PROPOSTO COM AMORTECIMENTO PASSIVO.	186
	APÊNDICE C – FOTOS DA MONTAGEM EXPERIMENTAL.	190

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta: uma breve contextualização da situação dos sistemas fotovoltaicos conectados a rede elétrica (SFCR) e alguns dados acerca do panorama nacional e internacional; as iniciativas realizadas por diversos agentes no Brasil para viabilizar a expansão desses sistemas, incluindo as normas brasileiras para certificação de inversores para conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica; definições relacionadas à geração distribuída e aos SFCRs; a motivação e os objetivos deste trabalho.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Nos últimos anos a energia fotovoltaica tem sido vista internacionalmente como uma tecnologia promissora, com destaque para os sistemas fotovoltaicos conectados à rede de distribuição de energia elétrica que tem apresentado crescimento contínuo (IEA-PVPS, 2013).

A Tabela 1.1 apresenta o ranking dos 10 países com a maior capacidade instalada de sistemas fotovoltaicos, esses dados são do ano de 2013 e incluem os sistemas conectados à rede elétrica (*grid-tied*), que representam a ampla maioria dos sistemas fotovoltaicos em operação, e também os sistemas não conectados à rede elétrica (*off-grid*) (IEA-PVPS, 2013), (IEA-PVPS, 2014).

Tabela 1.1 – Lista de países com maior capacidade total instalada (2013)

	País	Capacidade total instalada (GW)
1	Alemanha	35,5
2	China	18,3
3	Itália	17,6
4	Japão	13,6
5	E.U.A.	12,0
6	Espanha	5,6
7	França	4,6
8	Austrália	3,3
9	Bélgica	3,0
10	Reino Unido	2,9

A Tabela 1.2 apresenta o ranking dos 10 países que mais instalaram sistemas fotovoltaicos no ano de 2013 (IEA-PVPS, 2013).

Tabela 1.2 – Lista de países que mais instalaram sistemas fotovoltaicos em 2013

Posição	País	Instalações realizadas em 2013 (GW)
1	China	11,3
2	Japão	6,9
3	E.U.A.	4,8
4	Alemanha	3,3
5	Itália	1,5
6	Índia	1,1
7	Romênia	1,1
8	Grécia	1,0
9	Reino Unido	1,0
10	Austrália	0,9

A Tabela 1.3 apresenta a composição da matriz energética brasileira no ano de 2014, mostrando que a participação dos sistemas fotovoltaicos ainda é praticamente desprezível. Os dados foram obtidos do Banco de Informações de Geração (BIG) da ANEEL (ANEEL, 2014).

Tabela 1.3 – Matriz de energia elétrica brasileira (maio 2014)

Tipo	Nº usinas	Capacidade total instalada	
		(GW)	(%)
Hidro	1.109	86,699	63,53
Gás	157	14,282	10,47
Petróleo	1.156	7,613	5,58
Biomassa	479	11,427	8,37
Nuclear	2	1,990	1,46
Carvão	13	3,389	2,48
Eólica	135	2,877	2,11
Fotovoltaica	106	0,009	0,00
Importação		8,170	5,99
Total	3.159	136,460	100

Uma série de ações vem sendo tomadas no Brasil para explorar o potencial da geração de energia elétrica a partir de sistemas fotovoltaicos. Algumas dessas ações são descritas a seguir.

Em agosto de 2011, a ANEEL publicou a chamada pública referente ao projeto de pesquisa e desenvolvimento estratégico Nº 13/2011 “Arranjos técnicos e comerciais para inserção de projetos de geração solar fotovoltaica na matriz energética brasileira”. Em decorrência dessa chamada pública foram selecionados 17 projetos fotovoltaicos, totalizando 23,6 MW, a serem instalados nas diversas regiões do país até 2015.

Em abril de 2012, a ANEEL publicou a resolução normativa Nº 482, de 17/04/2012 (ANEEL, 2012b), modificada pela resolução normativa Nº 517, de 11/12/2012 (ANEEL, 2012c), estabelecendo as condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica. Essa resolução também definiu o sistema de compensação de energia elétrica (*net metering*) e outras providências como o estabelecimento de um prazo limite para as distribuidoras de energia elétrica, que se encerrou em dezembro de 2012. A partir dessa data, as distribuidoras de energia elétrica publicaram suas normas e procedimentos de conexão e passaram a atender solicitações de acesso de microgeração e minigeração distribuída, nos termos da seção 3.7 do módulo 3 dos Procedimentos de Distribuição (PRODIST) (ANEEL, 2012a).

Outro agente atuante no processo de superação das barreiras para inserção dos sistemas fotovoltaicos conectados a rede é o grupo setorial fotovoltaico da Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica (ABINEE) que congregava no início de 2012, um ano após sua formação, cerca de 130 empresas dos diversos segmentos da cadeia produtiva (ABINEE, 2012), (EPE, 2012).

No que diz respeito à normatização, a comissão de estudo de sistemas de conversão fotovoltaica de energia solar do Comitê Brasileiro de Eletricidade da ABNT (ABNT/COBEI CE-03:082.01) foi responsável pelo desenvolvimento das normas listadas a seguir:

- ABNT NBR 16149:2013 - Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição (ABNT, 2013a). Data da publicação: 01/03/2013. Válida a partir de: 01/03/2014.
- ABNT NBR 16150:2013 - Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição (ABNT, 2013b) – Procedimento de ensaio de conformidade. Data da publicação: 04/03/2013. Válida a partir de: 04/04/2013.
- ABNT NBR IEC 62116:2012 - Procedimento de ensaio de anti-ilhamento para inversores de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica (ABNT, 2012). Data da publicação: 06/03/2012. Válida a partir de: 06/04/2012.

1.2 DEFINIÇÕES

Geração distribuída de energia elétrica pode ser definida como geração de energia elétrica a partir de unidades de geração de pequeno porte, conectadas ao sistema de distribuição e próximas ao consumo (ZILLES, 2012).

As definições para microgeração e minigeração distribuída de acordo com a resolução normativa N° 482 são:

- **Microgeração distribuída:** central geradora de energia elétrica, com potência instalada menor ou igual a 100 kW e que utilize fontes com base em energia hidráulica, solar, eólica, biomassa ou cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras.
- **Minigeração distribuída:** central geradora de energia elétrica, com potência instalada superior a 100 kW e menor ou igual a 1 MW para fontes com base em energia hidráulica, solar, eólica, biomassa ou cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras.

Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede de distribuição de energia elétrica são uma das formas de geração distribuída. A Figura 1.1 apresenta um diagrama de blocos simplificado, composto pelos elementos essenciais de um SFCR, nesse diagrama simplificado não estão incluídos os elementos de proteção e seccionamento.

Figura 1.1 – Diagrama de blocos simplificado de um SFCR

Fonte: Produção do próprio autor

O gerador fotovoltaico (FV), apresentado na Figura 1.1, pode ser composto por um ou vários módulos fotovoltaicos, de acordo com a potência do sistema de geração de energia elétrica.

O módulo fotovoltaico é composto por um conjunto de células fotovoltaicas que, por sua vez, constituem a unidade básica de conversão de energia solar para energia elétrica, por meio do efeito fotovoltaico (ZILLES, 2012). Os módulos fotovoltaicos que atualmente detêm a maior participação no mercado empregam a tecnologia de silício cristalino. Esses módulos produzem entre 50 e 300 W de potência, com tensões máximas de até aproximadamente 37 V e correntes de até 8A (VILLALVA, 2012). Uma associação série de módulos fotovoltaicos é denominada *string*.

O bloco inversor (Figura 1.1) é a interface de conexão entre o gerador FV e a rede elétrica. Ele tem como função principal, a conversão da energia elétrica fornecida em corrente contínua (CC) pelo gerador FV em corrente alternada (CA) em conformidade com os requisitos estabelecidos para conexão à rede elétrica. O inversor para SFCR será discutido em maiores detalhes ao longo deste trabalho.

1.3 MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS

Diante das várias iniciativas em curso para viabilizar a utilização de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica no Brasil, a tendência é que nos próximos anos a utilização desses sistemas apresente um crescimento significativo, o que justifica e motiva a realização deste trabalho.

Os inversores sem transformador para conexão de sistemas fotovoltaicos à rede de distribuição de energia elétrica têm apresentado um grande destaque nos últimos anos. A relevância desse tema pode ser verificada pela grande quantidade de artigos e patentes publicadas (GONZALEZ *et al.*, 2006), (LOPEZ *et al.*, 2006), (GONZALEZ *et al.*, 2007), (GUBÍA *et al.*, 2007), (LOPEZ *et al.*, 2007), (GONZALEZ *et al.*, 2008) (SCHMIDT *et al.*, 2006), (VICTOR *et al.*, 2008), (GONZALEZ *et al.*, 2009), (KEREKES, 2009), (ARAUJO *et al.*, 2010), (CAVALCANTI *et al.*, 2010), (GUBIA *et al.*, 2010), (HUAFENG e SHAOJUN, 2010), (BRADASCHIA *et al.*, 2011), (HUAFENG *et al.*, 2011), (KEREKES *et al.*, 2011), (OZKAN e HAVA, 2011), (PATRAO *et al.*, 2011), (BO *et al.*, 2012), (BUTICCHI *et al.*, 2012), (DONG *et al.*, 2012), (DREHER *et al.*, 2012), (MING *et al.*, 2012), (OZKAN e HAVA, 2012), (BAOJIAN *et al.*, 2013), (BIN *et al.*, 2013), (BARATER *et al.*, 2014), (HUAFENG *et al.*, 2014), (WEIMIN, YUNJIE, ZHE, *et al.*, 2014).

Atualmente inversores sem transformador estão sendo comercializados por todos os grandes fabricantes que oferecem produtos para o segmento de SFCRs (SMA, 2014c),

(ELTEK, 2014), (FRONIUS, 2012), (SANTERNO, 2014), (INGETEM, 2014), (SUNGROW, 2014).

Esta dissertação trata de inversores monofásicos sem transformador para conexão de sistemas fotovoltaicos à rede de distribuição de energia elétrica, e tem como principais objetivos:

- o estudo dos mecanismos de produção da corrente de fuga (corrente residual) associada aos inversores sem transformador;
- o estudo das estratégias propostas na literatura para minimização da corrente de fuga;
- a proposta, projeto, implementação e testes de um filtro passivo integrado de modo comum e modo diferencial para inversor monofásico com topologia em ponte completa e modulação a três níveis. O objetivo do filtro proposto é minimizar a corrente de fuga de um inversor sem transformador para SFCR atendendo os requisitos estabelecidos pelas normas para inversores não isolados.

O terceiro tópico incluiu como sub objetivos:

- o estudo de controladores para o rastreamento de corrente em filtros compostos de indutores e capacitores;
- o estudo de estratégias de amortecimento em filtros LC e LCL, com ênfase às técnicas passivas;
- o estudo da sensibilidade do filtro para variações nos parâmetros do sistema;
- projeto de indutores de modo comum e modo diferencial.

1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No capítulo 1 é apresentada uma breve contextualização da situação dos sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica, destacando as iniciativas realizadas por diversos agentes para viabilizar a expansão desses sistemas no Brasil. Esse capítulo também apresenta algumas definições a respeito de geração distribuída, SFCR e seus elementos constitutivos. Além disso, são apresentadas a motivação e os objetivos deste trabalho.

No capítulo 2 são apresentadas as principais características dos inversores para sistemas fotovoltaicos. Além disso, é apresentada uma classificação de inversores para SFCR, considerando a configuração do gerador fotovoltaico conectado a sua entrada. Por fim, são apresentadas algumas configurações de inversores isolados e não isolados para SFCR.

No capítulo 3 são discutidos os inversores sem transformador para SFCR que são o objeto de estudo central deste trabalho. As características desses inversores são discutidas, com destaque para a questão da corrente de fuga, que é um dos principais problemas associados aos inversores sem transformador aplicados em SFCR. Além disso, são apresentadas as principais topologias de inversores tipo fonte de tensão e suas características.

No capítulo 4 é discutido o inversor sem transformador, com topologia em ponte completa, aplicado em SFCR. O modelo de modo comum desse inversor é apresentado. A partir desse modelo o mecanismo de produção da corrente de fuga é analisado. Além disso, as estratégias de modulação por largura de pulso para inversores monofásicos tipo fonte de tensão com topologia em ponte completa são analisadas.

No capítulo 5 são apresentadas algumas soluções para o problema da corrente de fuga. Entre as soluções propostas na literatura são apresentadas algumas topologias modificadas do conversor CC/CA, desenvolvidas a partir do inversor tipo fonte de tensão em ponte completa, e algumas configurações de filtro de modo comum.

No capítulo 6 é proposto um filtro passivo integrado de modo comum e modo diferencial, desenvolvido a partir da modificação de soluções previamente apresentadas na literatura. Os modelos de modo comum e diferencial do filtro proposto são apresentados. Além disso, uma discussão sobre o amortecimento das ressonâncias de filtros LC e LCL é apresentada. Por fim, um procedimento de projeto dos elementos do filtro integrado, incluindo os componentes do circuito de amortecimento passivo de baixas perdas é proposto.

No capítulo 7 um exemplo de aplicação do filtro proposto é apresentado. Nesse exemplo o filtro proposto é aplicado em um microinversor sem transformador de 300 W. O projeto dos componentes do filtro, os resultados de simulação e experimentais do microinversor com filtro integrado são apresentados. Além disso, são apresentadas: a análise da influência da variação da indutância da rede elétrica no comportamento do filtro de modo diferencial; a análise da influência da variação da capacitância parasita do módulo FV e da indutância da rede elétrica no comportamento do filtro de modo comum; os resultados de simulação e experimentais do microinversor de 300 W com filtro integrado, considerando a variação da indutância da rede elétrica e da capacitância parasita do módulo FV; e a análise do impacto das correntes de modo comum e diferencial no dimensionamento dos indutores do lado do conversor.

No capítulo 8 são apresentadas as considerações finais e algumas sugestões para trabalhos futuros.

2 INVERSORES PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA

Este capítulo apresenta as principais características e funções desempenhadas pelos inversores para SFCR. Além disso, uma classificação de inversores para SFCR considerando o tipo de gerador fotovoltaico conectado a sua entrada e algumas configurações de inversores isolados e não isolados para SFCR também são apresentadas.

2.1 FUNÇÕES DESEMPENHADAS PELOS INVERSORES PARA SFCR

O bloco inversor, apresentado na Figura 1.1, pode ser responsável pelas funções listadas abaixo (TEODORESCU *et al.*, 2011):

- pela conversão da energia fornecida em corrente contínua pelo gerador FV para corrente alternada, compatível com a rede de distribuição de energia elétrica;
- pelo atendimento dos requisitos de qualidade de energia, compatibilidade eletromagnética e segurança, estabelecidos pelas normas;
- pelo seguimento do ponto de máxima potência (SPMP) (ou MPPT, do inglês *Maximum Power Point Tracking*), que pode ser definido como, estratégia de controle utilizada para maximizar a extração de potência do gerador FV, em função das condições de operação (radiação solar e temperatura). Uma avaliação das principais estratégias de SPMP é apresentada em (DE BRITO *et al.*, 2013);
- pelas proteções contra ilhamento, injeção de corrente contínua na rede elétrica, curto-circuito, sub e sobre frequência, sub e sobre tensão e corrente residual;
- pelo suporte à rede elétrica por meio da provisão de potência reativa, da redução da potência ativa injetada na rede em função do aumento da frequência da rede e da suportabilidade às sub tensões decorrentes de faltas na rede.

Os requisitos exigidos para cada situação específica variam de acordo com as normas estabelecidas por cada país, em função da potência do inversor, da presença ou ausência de isolamento galvânica e seu tipo (com transformador de alta frequência, com transformador de baixa frequência ou sem transformador).

2.2 CLASSIFICAÇÃO DE INVERSORES PARA SFCR CONSIDERANDO O TIPO DE GERADOR FV

De acordo com o tipo de gerador FV conectado na entrada do inversor, pode-se considerar a classificação a seguir (KJAER *et al.*, 2005), (TEODORESCU *et al.*, 2011):

- Inversor Módulo Integrado ou Módulo CA: É um equipamento composto por um módulo fotovoltaico que possui um microinversor integrado. A faixa de potência desse tipo de inversor vai de 100 a 300 W, Figura 2.1;
- Microinversor: É um inversor destinado a operar alimentado a partir de um único módulo fotovoltaico, diferente do módulo AC esse inversor é comercializado como um equipamento independente separado do módulo fotovoltaico, Figura 2.2. A faixa de potência desse tipo de inversor vai de 100 a 500 W e a faixa de tensão de entrada vai de 20 a 70 Vcc;
- Inversor *String*: Esse tipo de inversor é alimentado por um conjunto de módulos fotovoltaicos conectados em série (*string*), essa associação é capaz de fornecer potência e tensão compatível com os requisitos de entrada desse tipo de inversor, que é muito utilizado nos SFCRs residenciais, Figura 2.3. A faixa de potência típica desse tipo de inversor vai de 1,5 a 6 kW e a faixa de tensão de entrada vai de 120 a 600 Vcc;
- Inversor *Multistring*: Esse tipo de inversor é alimentado por 2 ou mais conjuntos de módulos fotovoltaicos conectados em série (*string*). Cada *string* é conectado a um conversor CC/CC independente que faz parte do estágio de entrada do inversor. Esses conversores são responsáveis pela estratégia de SPMP. O objetivo de se utilizar vários conversores é otimizar a extração de potência empregando um seguidor do ponto de máxima potência para cada *string* do gerador FV, Figura 2.4. A faixa de potência típica desse tipo de inversor vai de 1,5 a 6 kW e a faixa de tensão de entrada vai de 120 a 600 Vcc, portanto, similar aos inversores *string*;
- Inversor Central: Esse tipo inversor é alimentado por arranjos fotovoltaicos formados a partir da associação em paralelo de vários *strings* de módulos fotovoltaicos, criando dessa forma sistemas fotovoltaicos de elevada potência e tensão, Figura 2.5. A faixa de potência típica desse tipo de inversor vai de 100 a 1000 kW e a faixa de tensão de entrada vai de 450 a 1000 Vcc.

Figura 2.1 – SFCR com microinversor integrado ou módulo CA

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 2.2 – SFCR com microinversor

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 2.3 – SFCR com inversor *string*

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 2.4 – SFCR com inversor *multistring*

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 2.5 – SFCR com inversor central

Fonte: Produção do próprio autor

2.3 INVERSORES ISOLADOS E NÃO ISOLADOS PARA SFCR

No que diz respeito à isolação elétrica entre os lados CC e CA de inversores para SFCR, as alternativas podem ser resumidas em: inversores isolados com transformador de baixa frequência, inversores isolados com transformador de alta frequência e inversores não isolados (sem transformador) (YAOSUO *et al.*, 2004), (TEODORESCU *et al.*, 2011), (VILLALVA, 2012), (PINTO NETO, 2012), (ABU-RUB *et al.*, 2014).

Os inversores com transformador de baixa frequência na saída do inversor são amplamente utilizados em aplicações de potência elevada (Inversor Central). No entanto, essa configuração vem perdendo espaço em aplicações de menor potência.

As principais vantagens dos inversores com transformador de baixa frequência são: a eliminação da injeção de corrente CC na rede elétrica, a minimização da circulação de corrente de fuga¹, a possibilidade de elevação da tensão por meio da relação de espiras do

¹ Uma corrente de fuga, praticamente desprezível, pode circular nesses inversores devido à pequena capacitância parasita entre os enrolamentos do primário e do secundário do transformador (GUBÍA *et al.*, 2007).

transformador para operação com geradores FV de baixa tensão (tensão do gerador FV menor que o valor de pico da tensão da rede elétrica).

As principais desvantagens dos inversores com transformador de baixa frequência são: o maior peso, o maior volume, o maior custo e o menor rendimento.

Os inversores com transformador de alta frequência no conversor CC/CC apresentam algumas vantagens em relação aos inversores com transformador de baixa frequência. Entre elas, pode-se destacar: o melhor rendimento, o menor peso e o menor volume.

As desvantagens que os inversores com esse tipo de isolamento apresentam são: a possibilidade de injeção de corrente CC na rede elétrica, a maior complexidade dos circuitos e a menor confiabilidade.

Os inversores sem transformador apresentam algumas vantagens importantes quando comparados aos inversores com transformador de baixa ou alta frequência. Entre elas, pode-se destacar: o maior rendimento, o menor peso, o menor volume e o menor custo.

As principais desvantagens dos inversores sem transformador são a possibilidade de injeção de corrente CC na rede elétrica e a circulação de corrente de fuga entre o gerador FV e a rede elétrica.

Alguns tipos de módulos fotovoltaicos requerem o aterramento do terminal positivo ou negativo do gerador FV e nesses casos a isolamento galvânica é necessária (SMA, 2014b). Quando esse aterramento não é necessário os inversores sem transformador têm sido amplamente empregados devido às vantagens listadas acima.

Algumas configurações de SFCR empregando inversores isolados e não isolados são apresentadas a seguir. Nas Figuras 2.6, 2.7 e 2.8 as estruturas dos inversores são do tipo múltiplos estágios. Nesses inversores o primeiro estágio é um conversor CC/CC, que pode ser responsável pelo seguimento do ponto de máxima potência (SPMP) e pela adequação da tensão fornecida pelo gerador FV, para um nível apropriado à operação do conversor CC/CA, que por sua vez é responsável por injetar corrente alternada na rede elétrica.

A presença do estágio CC/CC (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001) possibilita que o inversor opere com um gerador FV fornecendo tensões numa faixa ampla de valores (YAOSUO *et al.*, 2004), (WUHUA e XIANGNING, 2011). Nas estruturas com isolamento galvânica o transformador também pode ser utilizado para adequação dos níveis de tensão do gerador FV para valores que possibilitem a injeção de corrente na rede elétrica (ABU-RUB *et al.*, 2014).

Figura 2.6 – Inversor com dois estágios e transformador de baixa frequência

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 2.7 – Inversor com dois estágios e transformador de alta frequência no conversor CC/CC

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 2.8 – Inversor com dois estágios sem transformador

Fonte: Produção do próprio autor

Nas Figuras 2.9 e 2.10 as estruturas dos inversores são do tipo estágio único. Nesses casos o conversor CC/CA é responsável pela injeção de corrente alternada na rede elétrica e também pela estratégia de SPMP.

Figura 2.9 – Inversor com estágio único e transformador de baixa frequência

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 2.10 – Inversor com estágio único sem transformador

Fonte: Produção do próprio autor

3 INVERSORES SEM TRANSFORMADOR PARA SFCR

Nos últimos anos fabricantes e pesquisadores vêm se esforçando para desenvolver inversores para SFCR com alto desempenho, baixo custo e capazes de atender aos requisitos das normas (POLISENO *et al.*, 2012). Nesse contexto, as pesquisas envolvendo inversores sem transformador têm apresentado grande destaque. Produtos empregando essa configuração estão disponíveis no mercado com potência na faixa de até 11 kW (SMA, 2014c), para rede elétrica monofásica e potência na faixa de até 24 kW, para rede elétrica trifásica (SMA, 2014d).

Algumas dificuldades surgem devido à ausência de isolamento galvânica entre o gerador FV e a rede elétrica, como a possibilidade de injeção de corrente contínua na rede elétrica e a circulação de corrente de fuga (ou de dispersão) (*Leakage Current*) pela capacitância parasita do painel fotovoltaico.

A injeção de corrente contínua na rede de distribuição de energia elétrica pode afetar a operação de equipamentos do sistema elétrico, como transformadores de distribuição, dispositivos a corrente residual (RCD), transformadores de corrente (TC) e medidores de energia elétrica (IEA-PVPS, 1998), (DTI, 2005), (DISPOWER, 2005), (GERTMAR *et al.*, 2005), (IEEE, 2009). As normas para inversores sem transformador aplicados em SFCR estabelecem limites para injeção de corrente contínua (IEEE, 2003), (IEC, 2004), (EL-042, 2005), (DIN, 2006), (CEI, 2012), (ABNT, 2013a).

As normas brasileira NBR 16149 (ABNT, 2013a), italiana CEI 0-21 (CEI, 2012) e americana IEEE 1547 (IEEE, 2003), estabelecem que a componente CC da corrente injetada na rede elétrica não deve ser superior a 0,5% da corrente nominal do inversor.

Estratégias para minimização da injeção de corrente CC na rede elétrica são propostas em (SHARMA, 2005), (AHFOCK, 2006), (GUO *et al.*, 2008), (BOWTELL, 2010), (BOWTELL e AHFOCK, 2010), (BLEWITT *et al.*, 2010), (AHMED-MAHMOUD, 2010), (BUTICCHI *et al.*, 2011), (BERBA *et al.*, 2011), (AHMED e LI, 2012), (BERBA *et al.*, 2012) e (GUOFENG *et al.*, 2015). Sensores de corrente com alta acurácia (*high accuracy*), baixa tensão residual (*low offset*) e baixa sensibilidade à variação de temperatura (*low drift*), apropriados para inversores sem transformador utilizados em SFCR, são apresentados em (LEM, 2010).

A questão da injeção de corrente CC na rede elétrica causada por inversores sem transformador para SFCR está fora do escopo deste trabalho e não será considerada nas próximas seções.

A corrente de fuga tem impacto nas questões de segurança, compatibilidade eletromagnética e conteúdo harmônico da corrente injetada na rede (CALAIS e AGELIDIS, 1998).

Apesar das dificuldades discutidas acima, o interesse pelos inversores sem transformador é justificado quando se consideram as vantagens que esses inversores apresentam em comparação com os inversores isolados. Dentre as vantagens apresentadas pelos inversores sem transformador pode-se destacar o maior rendimento, o menor peso, o menor volume e o menor custo. Quanto maior o rendimento do inversor, mais energia é injetada na rede para um mesmo nível de radiação solar, e com isso, tem-se a redução do tempo de recuperação do investimento realizado (ARAUJO *et al.*, 2010).

3.1 CORRENTE DE FUGA

Devido à estrutura construtiva dos módulos fotovoltaicos uma capacitância parasita é formada entre as células fotovoltaicas e a estrutura metálica do módulo (ABU-RUB *et al.*, 2014), conforme ilustrado na Figura 3.1.

Figura 3.1 – Seção transversal de um módulo FV

Fonte: Power electronics for renewable energy systems, transp. and ind. applications (ABU-RUB *et al.*, 2014)

O valor da capacitância parasita de um arranjo fotovoltaico depende de vários fatores, entre eles a área da superfície do arranjo fotovoltaico e da sua estrutura metálica, o aterramento da estrutura metálica, umidade, poeira e a tecnologia de fabricação das células fotovoltaicas. Na literatura sobre inversores para SFCR são encontrados estudos com medições e estimativas que avaliam valores típicos para a capacitância parasita de módulos fotovoltaicos.

De acordo com (CALAIS e AGELIDIS, 1998), para um módulo fotovoltaico de silício monocristalino de 55 W, com as dimensões 1004 x 448 x 38,5 mm, os valores mínimo e máximo da capacitância parasita medida foram, respectivamente, 110 pF e 4,2 nF. O módulo FV apresenta capacitância parasita máxima quando sua superfície é coberta por uma camada condutiva formada por umidade ou poeira. Para um gerador fotovoltaico constituído por vários módulos FV as capacitâncias parasitas de cada módulo se adicionam, portanto, calculando a capacitância parasita por kWp^2 , obtém-se uma capacitância mínima de 2 nF/kWp e uma capacitância máxima de 76,36 nF/kWp.

De acordo com (MYRZIK e CALAIS, 2003), para grandes geradores fotovoltaicos não aterrados que utilizam módulos de silício cristalino, o valor da capacitância parasita está entre 50 e 150 nF/kWp. Para módulos de filmes finos o valor da capacitância parasita pode chegar a 1 $\mu\text{F/kWp}$.

Na tese de doutorado (KEREKES, 2009) são apresentados resultados de medições realizadas com três modelos de módulos fotovoltaicos sob diferentes condições de teste. Os resultados obtidos mostram que as condições atmosféricas e a presença de umidade afetam significativamente o valor da capacitância parasita. O valor da capacitância parasita medida, quando a superfície do módulo FV está coberta por água, apresenta um aumento de 10 vezes ou mais comparado ao valor medido com a superfície do módulo sem umidade ou poeira. Com base nos resultados das medições realizadas o autor considera uma capacitância parasita de 100 nF/kWp para simular um gerador fotovoltaico construído com módulos de silício cristalino.

De acordo com o relatório técnico (SMA, 2014a), considerando uma camada contínua de água sobre o módulo fotovoltaico, a capacitância parasita estimada está entre 60 e 110 nF/kWp para módulos de silício cristalino e para módulos de filmes finos entre 100 e 160 nF/kWp.

Com a utilização de inversores sem transformador, as capacitâncias parasitas do arranjo fotovoltaico podem ser submetidas a tensões de modo comum variantes que, por sua vez, podem ocasionar a circulação de corrente de fuga de modo comum entre a rede elétrica e a capacitância parasita do gerador FV. O aterramento da estrutura metálica do gerador FV e o

² Wp (Watt-pico) é a unidade de medida utilizada para expressar a potência de pico ou máxima potência (P_{MP}) de um módulo FV. P_{MP} é a potência máxima que um módulo fotovoltaico pode fornecer na condição padronizada de teste (STC, do inglês *Standard Test Conditions*). As condições padrão de teste são definidas para os valores de 1000W/m^2 de irradiância solar, 25°C de temperatura da célula FV e distribuição espectral AM = 1,5 para massa de ar (VILLALVA, 2012), (ZILLES, 2012).

aterramento da rede elétrica completam o circuito para circulação das correntes de modo comum, conforme mostrado na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Diagrama simplificado ilustrando a corrente de fuga em um SFCR

Fonte: Produção do próprio autor

A circulação dessa corrente de fuga ($i_{Leakage}$) pode aumentar o conteúdo harmônico da corrente injetada na rede, aumentar as perdas no inversor e a interferência eletromagnética, além de poder causar o acionamento do sistema de proteção contra corrente residual que é exigido por normas (DIN, 2006), (IEC, 2011) comprometendo a disponibilidade do sistema fotovoltaico (ARAÚJO *et al.*, 2008).

3.2 LIMITES PARA CORRENTE RESIDUAL

Corrente residual é a soma algébrica dos valores instantâneos das correntes que circulam pelos condutores vivos do circuito (fases e neutro, no caso de circuitos de corrente alternada), expressa em valor RMS (SCHONEK, 2006).

A proteção contra corrente residual é um dos requisitos de segurança exigidos para inversores sem transformador, seu objetivo é proporcionar proteção contra incêndio e choque elétrico. As normas VDE 0126-1-1:2006-02 (DIN, 2006) e IEC 62109-2:2011 (IEC, 2011) estabelecem que a proteção contra corrente residual pode ser implementada por meio de dispositivo de corrente residual (RCD – *Residual Current Device*) ou por unidade de monitoramento de corrente residual (RCMU – *Residual Current Monitoring Unit*), definidos a seguir:

- **RCD** – *Residual Current Device* (IET, 2008) ou dispositivo de proteção a corrente diferencial-residual (ABNT, 2004): Dispositivo de seccionamento mecânico ou associação de dispositivos destinada a provocar a abertura de contatos quando a corrente diferencial residual atinge um valor dado em condições especificadas.
- **RCMU** – *Residual Current Monitoring Unit* (DIN, 2006): Dispositivo que detecta corrente CC, pulsada e alternada e realiza a desconexão do inversor em caso de detecção de corrente residual resultante de falha de inversores sem isolamento simples entre a rede elétrica e o gerador FV.

Os dois métodos de proteção contra corrente residual excessiva são detalhados a seguir:

- Proteção contra corrente residual por meio de RCD (Figura 3.3):
 - VDE 0126-1-1:2006 - Estabelece que o RCD deve ser especificado pelo fabricante do inversor.
 - IEC 62109-2:2011 - Estabelece que o RCD deve ter uma corrente de operação de 30 mA.

Figura 3.3 – Proteção contra corrente residual empregando RCD

Fonte: Produção do próprio autor

- Considerações complementares sobre proteção contra corrente residual implementada com RCD de 30 mA - O valor padronizado de corrente residual-diferencial de não atuação de um RCD é 50% da corrente residual nominal. Portanto, um RCD com corrente residual nominal de 30 mA, pode ser acionado pela circulação de uma corrente residual entre 15 mA e 30 mA (COTRIM, 2008).

- Proteção contra corrente residual por meio de RCMU (Figura 3.4):

Quando se utiliza RCMU as normas VDE 0126-1-1:2006 e IEC 62109-2:2011 estabelecem os limites apresentados a seguir:

- Em caso de corrente residual maior que 300 mA RMS o inversor deve ser desconectado da rede elétrica em um tempo máximo de 300 ms.
- Em caso de mudança brusca na corrente residual, o tempo máximo de desconexão depende da variação de corrente residual, conforme a Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Tempo de desconexão para variação abrupta na corrente residual (VDE 0126-1-1 e IEC 62109-2)

Variação abrupta da corrente residual	Tempo máximo de desconexão
30 mA RMS	300 ms
60 mA RMS	150 ms
150 mA RMS	40 ms

Figura 3.4 – Proteção contra corrente residual empregando RCMU

Fonte: Produção do próprio autor

- Considerações complementares sobre proteção contra corrente residual implementada com RCMU - De acordo com o relatório técnico (SMA, 2014a), a circulação de uma corrente de fuga maior que 50 mA pela capacitância parasita, pode causar o acionamento indevido da RCMU. A RCMU pode interpretar as flutuações aleatórias da corrente de fuga como uma variação brusca da corrente residual maior do que 30 mA, causando a desconexão do SFCR da rede elétrica. O relatório técnico citado recomenda que o SFCR seja dimensionado para que a

corrente de fuga não ultrapasse 50 mA, com o objetivo de assegurar a operação correta da RCMU.

Atualmente a maioria dos inversores sem transformador para SFCR disponíveis no mercado possuem uma RCMU integrada.

Até a presente data (outubro de 2014) as normas brasileiras que tratam especificamente de inversores para SFCR e os Requisitos de Avaliação da Conformidade (RAC) para Sistemas e Equipamentos para Energia Fotovoltaica do INMETRO (INMETRO, 2014) não exigem a proteção contra corrente residual excessiva. No entanto, algumas distribuidoras de energia elétrica exigem a instalação de dispositivo de proteção a corrente diferencial-residual, em suas normas para conexão de microgeração e minigeração à rede de distribuição (AES-ELETROPAULO, 2012), (DME-DISTRIBUIÇÃO, 2013). Esse requisito é exigido em conformidade com a norma para instalações elétricas NBR 5410 (ABNT, 2004).

3.3 INVERSORES TIPO FONTE DE TENSÃO MONOFÁSICOS

Os conversores CC/CA podem ser classificados de acordo com a característica da fonte que alimenta o lado CC do conversor. Eles podem ser do tipo fonte de tensão (VSI - *Voltage Source Inverter*), tipo fonte de corrente (CSI - *Current Source Inverter*) ou tipo fonte de impedância (ZSI - *Impedance Source Inverter* ou *z-Source Inverter*) (LUO e HONG, 2012). O escopo desse trabalho se restringe aos inversores do tipo fonte de tensão.

A Figura 3.5 apresenta as estruturas mais populares utilizadas em inversores tipo fonte de tensão monofásicos (PATRAO *et al.*, 2011), (GUBÍA *et al.*, 2007).

Figura 3.5 – Inversores tipo fonte de tensão monofásicos: (a) meia ponte; (b) NPC; (c) ponte completa.

Fonte: Produção do próprio autor

A estrutura em meia ponte (*Half-Bridge*) Figura 3.5(a) é a mais simples, pois, utiliza o menor número de semicondutores.

As principais vantagens dessa topologia são: utiliza apenas dois transistores (MOSFET ou IGBT); não há injeção de corrente CC na rede elétrica; e a tensão de modo comum produzida pelo inversor é constante, resultando em baixa corrente de fuga.

As principais desvantagens dessa topologia são: necessidade de um barramento CC com ponto médio; produz tensão de saída em dois níveis, que resulta em filtro de harmônicos da corrente de saída volumoso; a tensão do barramento CC precisa ser maior que o dobro da tensão de pico da rede elétrica, resultando em tensões muito elevadas; e os semicondutores são submetidos à tensão total do barramento CC ($2v_{bus}$), resultando em perdas de chaveamento elevadas.

A estrutura NPC (Inversor com Ponto Neutro Grampeado – *Neutral Point Clamped*) Figura 3.5(b) apresenta algumas semelhanças em relação à estrutura em meia ponte, por exemplo, as características da fonte CC de entrada, que precisa apresentar ponto médio e a tensão total do barramento CC maior que o dobro da tensão de pico da rede elétrica. Essa estrutura também apresenta tensão de modo comum constante, mas existe a possibilidade de injeção de corrente contínua na rede elétrica.

O inversor NPC emprega 4 transistores e dois diodos. Algumas vantagens dessa topologia em relação ao inversor em meia ponte são: produz tensão de saída com três níveis, reduzindo o volume do filtro de harmônicos; as chaves semicondutoras são submetidas à metade da tensão total do barramento CC (v_{bus}), resultando em menores perdas de chaveamento e maior rendimento.

Para aplicações SFCR empregando estágio único de conversão CC/CA as topologias meia ponte e NPC se mostram inadequadas devido à elevada tensão necessária no barramento CC, que requer a utilização de grande quantidade de módulos FV conectados em série (CALAIS e AGELIDIS, 1998), (LOPEZ *et al.*, 2006), (GUBÍA *et al.*, 2007), (GONZALEZ *et al.*, 2008), (ARAUJO *et al.*, 2010).

Para aplicações SFCR com múltiplos estágios de conversão, onde são empregados conversores elevadores de tensão (*Boost Converter*), a topologia NPC representa uma opção viável.

A estrutura em ponte completa (*Full-Bridge*) Figura 3.5(c) apresenta um bom compromisso entre complexidade e desempenho (GUBÍA *et al.*, 2007). Essa estrutura é amplamente empregada em inversores para SFCR com transformador de baixa frequência (PATRAO *et al.*, 2011).

Os inversores em ponte completa podem fornecer tensão de saída com dois ou três níveis de acordo com a estratégia de modulação empregada. A tensão no barramento CC deve ser maior que a tensão de pico da rede elétrica, ou seja, a metade da tensão exigida pelas estruturas em meia ponte e NPC, além disso, a topologia ponte completa não requer ponto médio no barramento CC. Essa estrutura é uma boa opção para aplicações com um único estágio de conversão CC/CA, pois requer a metade da quantidade de módulos FV conectados em série.

Na aplicação de inversores sem transformador para SFCR a topologia em ponte completa pode apresentar alguns problemas, como injeção de corrente contínua na rede elétrica e corrente de fuga. No entanto, algumas soluções são propostas na literatura para solucionar esses problemas, permitindo a utilização da topologia em ponte completa (BOWTELL e AHFOCK, 2010), (AHMED e LI, 2012), (BERBA *et al.*, 2012), (GUOFENG *et al.*, 2015), (GUBIA *et al.*, 2010), (DONG *et al.*, 2012), ou ainda, topologias derivadas dessa estrutura em inversores sem transformador para SFCR (TEODORESCU *et al.*, 2011), (ABU-RUB *et al.*, 2014).

A estrutura em ponte completa sem transformador aplicada em SFCR, o problema da corrente de fuga e as possíveis soluções serão estudadas nos próximos capítulos deste trabalho.

4 INVERSOR EM PONTE COMPLETA SEM TRANSFORMADOR PARA SFCR

Este capítulo analisa o inversor tipo fonte de tensão, com topologia em ponte completa sem transformador, aplicado em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. São apresentados os tópicos a seguir: o circuito equivalente de modo comum; a análise da contribuição de cada componente das tensões de modo comum e de modo diferencial para a tensão de modo comum total, responsável pela circulação da corrente de fuga.

4.1 CIRCUITO EQUIVALENTE DE MODO COMUM

O valor da corrente de fuga ($i_{Leakage}$), que é uma corrente de modo comum, depende da tensão de modo comum total e da impedância de modo comum do circuito (GUBÍA *et al.*, 2007).

Para avaliar os fatores que afetam a corrente de fuga é necessário analisar o circuito equivalente de modo comum, incluindo o inversor, o gerador fotovoltaico e a rede elétrica. Nesse estudo será considerado o circuito simplificado da Figura 4.1, que contém os elementos essenciais para a análise do circuito de modo comum.

Figura 4.1 – Circuito simplificado de um SFCR com inversor sem transformador

Fonte: Produção do próprio autor

Na Figura 4.1 considera-se que:

- a estrutura metálica do gerador fotovoltaico está aterrada;
- C_{P+} e C_{P-} representam as capacitâncias parasitas entre os terminais positivo e negativo do gerador FV e a estrutura metálica aterrada;

- o conversor CC/CA é um inversor do tipo fonte de tensão (VSI) empregando a topologia ponte completa;
- L_1 e L_2 são os indutores do filtro de harmônicos da corrente injetada na rede.

De acordo com as considerações apresentadas em (GUBÍA *et al.*, 2007), para a análise do circuito de modo comum, pode-se considerar o circuito simplificado da Figura 4.1, que despreza os elementos listados a seguir:

- as capacitâncias parasitas entre os semicondutores de potência e os dissipadores de calor (tipicamente em torno de dezenas de pF);
- a impedância da rede de distribuição de energia elétrica (para essa análise inicial com filtro L está sendo considerada bem menor que a impedância do filtro de harmônicos. Nos próximos capítulos desse trabalho a influência dessa impedância será analisada como parte do filtro LCL);
- a impedância do aterramento (deve apresentar valor baixo, $\leq 10 \Omega$ (AES-ELETROPAULO, 2007)).

A partir do circuito simplificado pode-se representar o inversor e a rede elétrica utilizando fontes de tensão de modo comum e fontes de tensão de modo diferencial.

As tensões entre os terminais de saída do inversor (pontos A, B) e o terminal negativo do barramento CC (ponto O), v_{AO} e v_{BO} , são determinadas pela sequência de chaveamentos definida pela modulação empregada. Portanto, pode-se representar o inversor por meio de fontes de tensão controladas conectadas ao terminal negativo do barramento CC.

No circuito da Figura 4.2, o gerador FV, as capacitâncias parasitas C_{P+} , C_{P-} e o inversor foram substituídos pelas fontes que produzem as tensões v_{AO} e v_{BO} , e pela capacitância equivalente C_P ($C_P = C_{P+} + C_{P-}$).

Figura 4.2 – Circuito simplificado com fontes v_{AO} e v_{BO} substituindo gerador FV e VSI

Fonte: Produção do próprio autor

Apresenta-se a seguir a decomposição das fontes v_{AO} , v_{BO} , $v_{rede A}$ e $v_{rede B}$ da Figura 4.2 em fontes de tensão de modo comum e de modo diferencial v_{cm} , v_{dm} , $v_{rede cm}$ e $v_{rede dm}$, definidas abaixo:

- v_{cm} - tensão de modo comum produzida pelo inversor;
- v_{dm} - tensão de modo diferencial produzida pelo inversor;
- $v_{rede cm}$ - tensão de modo comum produzida pela rede elétrica;
- $v_{rede dm}$ - tensão de modo diferencial produzida pela rede elétrica.

A tensão de modo comum produzida pelo inversor (v_{cm}) definida pela eq.(4.1) é a média aritmética das tensões entre as saídas A e B e uma referência comum. Nesse caso, é conveniente utilizar o terminal negativo do barramento CC (ponto O) como referência comum (GONZALEZ *et al.*, 2008).

$$v_{cm} = \frac{v_{AO} + v_{BO}}{2} \quad (4.1)$$

A tensão de saída de modo diferencial é definida como a tensão entre as saídas A e B do conversor eq.(4.2).

$$v_{dm} = v_{AO} - v_{BO} = v_{AB} \quad (4.2)$$

Isolando v_{AO} na eq.(4.1), obtém-se a eq.(4.3).

$$v_{AO} = (2 \cdot v_{cm}) - v_{BO} \quad (4.3)$$

Isolando v_{BO} na eq.(4.1), obtém-se a eq.(4.4).

$$v_{BO} = (2 \cdot v_{cm}) - v_{AO} \quad (4.4)$$

Isolando v_{AO} na eq.(4.2), obtém-se a eq.(4.5).

$$v_{AO} = v_{dm} + v_{BO} \quad (4.5)$$

Isolando v_{BO} na eq.(4.2), obtém-se a eq.(4.6).

$$v_{BO} = v_{AO} - v_{dm} \quad (4.6)$$

Substituindo a eq.(4.4) na eq.(4.5), obtém-se a eq.(4.7).

$$v_{AO} = v_{cm} + \frac{v_{dm}}{2} \quad (4.7)$$

Substituindo a eq.(4.3) na eq.(4.6), obtém-se a eq.(4.8).

$$v_{BO} = v_{cm} - \frac{v_{dm}}{2} \quad (4.8)$$

Substituindo as fontes v_{AO} e v_{BO} por v_{cm} e v_{dm} de acordo com as equações (4.7) e (4.8) obtém-se o circuito da Figura 4.3.

Figura 4.3 – Circuito simplificado com fontes v_{cm} e v_{dm} substituindo gerador FV e VSI

Fonte: Produção do próprio autor

Aplicando o mesmo procedimento utilizado para calcular v_{cm} e v_{dm} , pode-se calcular $v_{rede\ cm}$ e $v_{rede\ dm}$. Substituindo as fontes de tensão de modo comum e de modo diferencial relacionadas com a tensão da rede elétrica, obtém-se o circuito da Figura 4.4.

Figura 4.4 – Circuito simplificado com fontes de modo comum e modo diferencial

Fonte: Produção do próprio autor

No circuito da Figura 4.4, $v_{rede\ cm}$ é calculada pela eq.(4.9).

$$v_{rede\ cm} = \frac{v_{rede\ A} + v_{rede\ B}}{2} \quad (4.9)$$

No circuito da Figura 4.4, $v_{rede\ dm}$ é calculada pela eq.(4.10).

$$v_{rede\ dm} = v_{rede\ A} - v_{rede\ B} = v_{rede\ AB} \quad (4.10)$$

A partir do circuito da Figura 4.4 pode-se definir a tensão de modo comum total ($v_{cm\ total}$), que é a tensão de circuito aberto entre os pontos O e N, ou seja, a tensão entre os pontos O e N substituindo C_P por um circuito aberto. Essa tensão é responsável por impor a corrente $i_{Leakage}$ através de C_P .

A tensão $v_{cm\ total}$, calculada a seguir, é o resultado da soma das contribuições das quatro fontes de tensão v_{cm} , v_{dm} , $v_{rede\ cm}$ e $v_{rede\ dm}$.

Para simplificar o circuito equivalente da Figura 4.4 é necessário equacionar a contribuição das tensões de modo diferencial para a tensão de modo comum total. Com esse objetivo, será obtido o circuito equivalente de Thévenin entre os pontos X e Y (v_{XY}) da Figura 4.4.

O circuito da Figura 4.5 será utilizado para calcular a contribuição de $v_{rede\ dm}$ para v_{XY} referida a partir daqui como $v_{XY\ rede}$.

Figura 4.5 – Circuito para cálculo de $v_{XY\ rede}$

Fonte: Produção do próprio autor

Empregando o teorema da superposição, consideramos inicialmente a fonte entre os pontos AC2 e Y (v_{AC2-Y}) curto-circuitada. Desse modo, pode-se calcular a contribuição da fonte conectada entre os pontos AC1 e Y (v_{AC1-Y}) por meio da eq.(4.13), obtida a partir de eq.(4.11) e eq.(4.12):

$$\frac{di}{dt} = \frac{v_{rede\ dm}/2}{L_2 + L_1} \quad (4.11)$$

$$v_{XY}(v_{AC2-Y} = 0) = L_2 \cdot \frac{di}{dt} \quad (4.12)$$

$$v_{XY}(v_{AC2-Y} = 0) = \frac{v_{rede\ dm}}{2} \cdot \frac{L_2}{L_2 + L_1} \quad (4.13)$$

Considerando a fonte entre os pontos AC1 e Y (v_{AC1-Y}) curto-circuitada, pode-se calcular a contribuição da fonte conectada entre os pontos AC2 e Y (v_{AC2-Y}) por meio de eq.(4.16), obtida a partir de eq.(4.14) e eq.(4.15):

$$\frac{di}{dt} = \frac{-v_{rede\ dm}/2}{L_2 + L_1} \quad (4.14)$$

$$v_{XY}(v_{AC1-Y} = 0) = L_1 \cdot \frac{di}{dt} \quad (4.15)$$

$$v_{XY}(v_{AC1-Y} = 0) = \frac{-v_{rede\ dm}}{2} \cdot \frac{L_1}{L_2 + L_1} \quad (4.16)$$

Somando as equações (4.13) e (4.16), obtém-se $v_{XY\ rede}$ na eq.(4.17).

$$v_{XY\ rede} = \frac{v_{rede\ dm} \cdot (L_2 - L_1)}{2 \cdot (L_2 + L_1)} \quad (4.17)$$

Aplicando o mesmo processo utilizado para calcular a contribuição de $v_{rede\ dm}$ para a tensão entre os pontos X e Y ($v_{XY\ rede}$), pode-se calcular a contribuição de v_{dm} para a tensão equivalente de Thévenin entre os pontos X e Y, referida a partir daqui como $v_{XY\ inversor}$, eq.(4.18).

$$v_{XY\ inversor} = \frac{v_{dm} \cdot (L_2 - L_1)}{2 \cdot (L_2 + L_1)} \quad (4.18)$$

A tensão equivalente de Thévenin é obtida somando-se $v_{XY\ rede}$ e $v_{XY\ inversor}$. A indutância equivalente de modo comum ($L_{cm\ eq}$) é obtida pela associação paralela de L_1 e L_2 , eq.(4.19), resultando no circuito equivalente de modo comum apresentado na Figura 4.6.

$$L_{cm\ eq} = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} \quad (4.19)$$

Figura 4.6 – Circuito equivalente de modo comum

Fonte: Produção do próprio autor

A partir do circuito da Figura 4.6 pode-se obter a equação da tensão de modo comum total (tensão entre os pontos O e N sem o capacitor C_P), que é a soma das quatro fontes de tensão presentes entre os pontos O e N, eq.(4.20).

$$v_{cm\ total} = -v_{cm} - \left[\frac{v_{dm} \cdot (L_2 - L_1)}{2 \cdot (L_2 + L_1)} \right] + v_{rede\ cm} + \left[\frac{v_{rede\ dm} \cdot (L_2 - L_1)}{2 \cdot (L_2 + L_1)} \right] \quad (4.20)$$

4.2 INFLUÊNCIA DAS COMPONENTES DA TENSÃO DE MODO COMUM TOTAL NA CORRENTE DE FUGA

A partir do circuito simplificado da Figura 4.6 e da eq.(4.20) serão analisadas as características de cada uma das quatro fontes que contribuem para $v_{cm\ total}$, identificando seu impacto na corrente de fuga. Por meio dessa análise será estabelecida a base para o estudo das estratégias propostas na literatura para redução da corrente de fuga em inversores sem transformador (OZKAN e HAVA, 2011).

4.2.1 Contribuições das tensões de modo diferencial para tensão de modo comum total

Na composição da tensão $v_{cm\ total}$ as contribuições das tensões de modo diferencial v_{dm} e $v_{rede\ dm}$ são proporcionais à assimetria das indutâncias de modo diferencial L_1 e L_2 .

Para uma configuração idealmente simétrica com $L_1 = L_2$ as contribuições de v_{dm} e $v_{rede\ dm}$ são nulas, nesse caso a expressão resultante para $v_{cm\ total}$ é apresentada na eq.(4.21).

$$v_{cm\ total} = -v_{cm} + v_{rede\ cm} \quad (4.21)$$

Se considerarmos uma configuração assimétrica do filtro de harmônicos com $L_2 = 0$, indutor em apenas 1 braço do inversor, as contribuições dessas tensões diferenciais serão maximizadas resultando na tensão $v_{cm\ total}$ da eq.(4.22).

$$v_{cm\ total} = -v_{cm} - \left[\frac{-v_{dm}}{2} \right] + v_{rede\ cm} + \left[\frac{-v_{rede\ dm}}{2} \right] \quad (4.22)$$

Em aplicações práticas que empregam uma configuração simétrica do filtro de harmônicos (1 indutor em cada braço do inversor) costumam existir diferenças entre as indutâncias de L_1 e L_2 devido às tolerâncias dos materiais (BAOJIAN *et al.*, 2013).

Considerando uma diferença de +8% na indutância de L_1 e -8% na indutância de L_2 em relação ao valor nominal das indutâncias (MAGNETICS, 2013), as equações (4.17) e (4.18) resultam em $-v_{rede\ dm}/25$ e $-v_{dm}/25$. Portanto, mesmo considerando as tolerâncias dos indutores, as contribuições das tensões v_{dm} e $v_{rede\ dm}$ com filtro de harmônicos simétrico são bastante reduzidas, quando comparamos com um filtro assimétrico.

A eq.(4.23) é a expressão resultante para tensão $v_{cm\ total}$ considerando um filtro com um indutor em cada braço do inversor e as tolerâncias mencionadas acima.

$$v_{cm\ total} = -v_{cm} - \left[\frac{-v_{dm}}{25} \right] + v_{rede\ cm} + \left[\frac{-v_{rede\ dm}}{25} \right] \quad (4.23)$$

A tensão de modo diferencial produzida pelo inversor (v_{dm}) pode ter impacto significativo para a corrente de modo comum, pois, trata-se de uma tensão com forma de onda modulada em largura de pulso e frequência elevada (até dezenas de kHz). A tensão v_{dm} depende da estratégia de modulação e será discutida em seção específica deste trabalho.

4.2.2 Contribuição da tensão de modo comum da rede elétrica para a tensão de modo comum total - influência do sistema de distribuição de energia elétrica

Essa seção analisa somente a contribuição de $v_{rede\ cm}$ para a tensão de modo comum total e conseqüentemente para a produção da corrente de fuga. A tensão de modo comum produzida pela rede elétrica depende da configuração da rede de distribuição de energia. O livro de instruções gerais para instalações de baixa tensão da distribuidora AES Eletropaulo (AES-ELETROPAULO, 2007), apresenta dois tipos de sistemas de distribuição, delta com neutro, Figura 4.7, e estrela com neutro, Figura 4.8.

Figura 4.7 – Sistema de distribuição delta com neutro

Fonte: Produção do próprio autor - adaptado de (AES-ELETROPAULO, 2007)

Figura 4.8 – Sistema de distribuição estrela com neutro

Fonte: Produção do próprio autor - adaptado de (AES-ELETROPAULO, 2007)

Considerando os sistemas de distribuição apresentados e as tensões nominais de fornecimento. As tensões de modo comum $v_{rede\ cm}$ e de modo diferencial $v_{rede\ dm}$ são analisadas, por meio de simulação utilizando o software PSIM, para as três configurações listadas na Tabela 4.1. Na mesma tabela também são apresentados os valores RMS das tensões $v_{rede\ dm}$ e $v_{rede\ cm}$. As Figuras 4.9, 4.10 e 4.11 apresentam as formas de onda das tensões ($v_{rede\ A}$ e $v_{rede\ B}$), $v_{rede\ cm}$ e $v_{rede\ dm}$ para os três casos.

Tabela 4.1 – Simulação tensões de modo comum e diferencial produzidas pela rede

Sistema de distribuição	Tensão do ponto de conexão do SFCR (RMS)	$v_{rede\ dm}$ (RMS)	$v_{rede\ cm}$ (RMS)	Figura
Delta com neutro 115 V/230 V	230 V Fase-Fase	230 V	0 V	4.9
Estrela com neutro 127 V/220 V	220 V Fase-Fase	220 V	63,5 V	4.10
Estrela com neutro 220 V/380 V	220 V Fase-Neutro	220 V	110 V	4.11

De acordo com os resultados apresentados na Tabela 4.1, o sistema de distribuição de energia elétrica que produz a maior tensão de modo comum é o sistema estrela com neutro 220/380 V. Considerando o SFCR conectado entre fase e neutro e tensão do ponto de conexão de 220 V, nessa configuração o valor RMS da tensão $v_{rede\ cm}$ obtida é 110 V.

Figura 4.9 – Sistema de distribuição delta com neutro V(F-N) 115 V: ($v_{rede\ A}$ e $v_{rede\ B}$); $v_{rede\ dm}$; $v_{rede\ cm}$.

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 4.10 – Sistema de distribuição estrela com neutro V(F-N) 127 V: ($v_{rede A}$ e $v_{rede B}$); $v_{rede dm}$; $v_{rede cm}$.

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 4.11 – Sistema de distribuição estrela com neutro V(F-N) 220 V: ($v_{rede A}$ e $v_{rede B}$); $v_{rede dm}$; $v_{rede cm}$.

Fonte: Produção do próprio autor

Para avaliar o impacto individual da tensão de modo comum $v_{rede cm}$ na corrente de fuga, pode-se calcular a capacitância parasita (C_p) máxima que faria um SFCR sem transformador atingir os limites para acionamento do sistema de proteção contra corrente residual excessiva. Para isso, despreza-se o inversor e considera-se $v_{cm total} = v_{rede cm}$ e a frequência da rede elétrica $f_{rede} = 60$ Hz, na eq.(4.24).

$$C_p = \frac{I_{Leakage RMS}}{2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot V_{rede cm RMS}} \quad (4.24)$$

Conhecendo a capacitância C_p e considerando um gerador FV composto por módulos fotovoltaicos de silício cristalino com uma capacitância parasita máxima de 110 nF/kWp (SMA, 2014a), pode-se calcular a potência máxima do gerador FV ($P_{GERADOR FV}$), em Wp, por meio da eq.(4.25).

$$P_{GERADOR FV} = \frac{C_P \cdot 1000}{110 \cdot 10^{-9}} \quad (4.25)$$

A Tabela 4.2 apresenta os resultados dos cálculos realizados empregando as equações (4.24) e (4.25). Para a realização desses cálculos foram observadas as considerações a seguir:

- para a proteção com RCD (corrente nominal de 30 mA), o limiar de atuação para corrente residual foi considerado 15 mA (COTRIM, 2008);
- para a proteção com RCMU, foram considerados os valores 50 mA (SMA, 2014a) e 300 mA (DIN, 2006), (IEC, 2011);
- para o sistema de distribuição delta com neutro 115 V/230 V, a tensão $v_{rede\ cm}$ é idealmente nula, portanto, considerando $v_{cm\ total} = v_{rede\ cm} = 0$, não há limite para C_P e $P_{GERADOR FV}$;
- as análises apresentadas nessa seção, consideram a tensão de modo comum produzida pela rede igual à tensão de modo comum total ($v_{cm\ total} = v_{rede\ cm}$). O impacto das demais componentes de $v_{cm\ total}$ é avaliado nas seções 4.21, 4.23 e 4.24.

Tabela 4.2 – C_P e potência máxima do gerador FV considerando ($v_{cm\ total} = v_{rede\ cm}$)

Sistema de distribuição	$v_{rede\ cm}$ (RMS)	Proteção contra corrente residual		C_P	Potência do gerador FV
		Tipo	Limite considerado		
Delta com neutro 115 V/230 V	0 V	RCD	15 mA	----	----
		RCMU	50 mA	----	----
		RCMU	300 mA	----	----
Estrela com neutro 127 V/220 V	63,5 V	RCD	15 mA	626,59 nF	5696 Wp
		RCMU	50 mA	2,09 μ F	18988 Wp
		RCMU	300 mA	12,53 μ F	113926 Wp
Estrela com neutro 220 V/380 V	110 V	RCD	15 mA	361,71 nF	3288 Wp
		RCMU	50 mA	1,21 μ F	10961 Wp
		RCMU	300 mA	7,23 μ F	65766 Wp

Os resultados apresentados na Tabela 4.2 mostram que a combinação de um sistema de distribuição estrela com neutro 220 V/380 V com uma proteção contra corrente residual empregando RCD com corrente residual nominal de 30 mA, que pode atuar entre 15 e 30 mA (COTRIM, 2008), pode resultar numa restrição significativa para a potência máxima do SFCR utilizando inversor sem transformador (3288 Wp). Essa situação torna-se mais

restritiva ao se considerar a contribuição da corrente de modo comum produzida pelo inversor.

Quando a proteção contra corrente residual excessiva emprega uma RCMU, obtém-se uma potência máxima do gerador FV de 10961 Wp no pior caso, que considera um sistema de distribuição estrela com neutro 220 V/380 V e uma corrente de atuação da RCMU de 50 mA (SMA, 2014a). Essa potência é adequada para a grande maioria das aplicações de microgeração com SFCRs instalados em unidades consumidoras empregando inversores monofásicos.

Se for considerado o limite de 300 mA, conforme estabelecido nas normas VDE 0126-1-1:2006-02 e IEC 62109-2:2011, a potência do gerador FV calculada para um sistema de distribuição estrela com neutro 220 V/380 V aumenta para 65766 Wp.

4.2.3 Contribuições das tensões de modo comum e diferencial do inversor para a tensão de modo comum total - influência da estratégia de modulação PWM

As tensões de modo comum v_{cm} e de modo diferencial v_{dm} produzidas pelo inversor são definidas pela estratégia de modulação. As chaves semicondutoras do inversor monofásico com topologia ponte completa (Figura 4.12) podem ser acionadas de acordo com as combinações apresentadas na Tabela 4.3. Essas combinações também são referidas como vetores de comutação (PINHEIRO *et al.*, 2005).

Figura 4.12 – Inversor fonte de tensão monofásico com topologia em ponte completa

Fonte: Produção do próprio autor

Na Tabela 4.3, o estado das chaves é representado pelo número 1 (ligado) e número 0 (desligado). As combinações, que produzem tensão de modo diferencial nula ($v_{dm} = 0$), serão referidas a partir daqui como vetores nulos e as combinações, que produzem tensão de

modo diferencial não nula ($v_{dm} = v_{bus}$) e ($v_{dm} = -v_{bus}$), serão referidas a partir daqui como vetores ativos.

Tabela 4.3 – Vetores de comutação possíveis para inversor monofásico em ponte completa

Vetor	S_1	S_2	S_3	S_4	v_{dm}	v_{cm}
Nulo N	0	1	0	1	0	0
Ativo N	0	1	1	0	$-v_{bus}$	$v_{bus}/2$
Ativo P	1	0	0	1	v_{bus}	$v_{bus}/2$
Nulo P	1	0	1	0	0	v_{bus}

As principais estratégias de modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*), para inversores tipo fonte de tensão monofásicos com topologia em ponte completa, são listadas a seguir (LIPO e HOLMES, 2003):

- Modulação PWM bipolar;
- Modulação PWM unipolar contínua;
- Modulação PWM unipolar descontínua;
- Modulação PWM híbrida.

As estratégias de modulação listadas acima vêm sendo empregadas e discutidas na literatura que trata de inversores para SFCR (ARAUJO *et al.*, 2010), (GUBIA *et al.*, 2010), (TEODORESCU *et al.*, 2011), (DONG *et al.*, 2012), (WEIMIN, YUNJIE, ZHE, *et al.*, 2014).

Nas próximas seções deste trabalho serão apresentados os moduladores, sinais de comando e espectros das estratégias de modulação listadas acima. Na seção 4.2.3.5 são discutidas as principais características, vantagens e desvantagens dessas estratégias de modulação. Nas análises apresentadas a seguir devem ser observadas as considerações listadas abaixo:

- as formas de onda e os espectros foram obtidos com o software PSIM;
- o inversor é do tipo fonte de tensão com topologia em ponte completa (Figura 4.12);
- a onda portadora triangular (v_c) apresenta frequência (f_c) de 1,2 kHz, que é vinte vezes maior que a frequência do sinal modulador (f_m) (60 Hz). Essa frequência foi escolhida por possibilitar uma melhor visualização das formas de onda. Em aplicações práticas a frequência de chaveamento (f_{sw}) típica dos inversores monofásicos para SFCR é da ordem de dezenas de kHz;
- emprega-se PWM com amostragem natural.

- o sinal modulador (v_m) apresenta forma de onda senoidal;
- o índice de modulação (valor de pico de v_m / valor de pico de v_c) é 0,78;
- as formas de onda das tensões de modo comum e diferencial estão normalizadas em relação à tensão do barramento CC, assim como, os respectivos espectros.

4.2.3.1 Modulação PWM bipolar

Essa estratégia de modulação também é referida na literatura como: *PWM with Bipolar Voltage Switching* (MOHAN et al., 1995); *Two-Level Single-Phase PWM* (LIPO e HOLMES, 2003); Modulação PWM a dois níveis (MARTINS e BARBI, 2005); *Bipolar Modulation* (TEODORESCU et al., 2011).

A Figura 4.13 apresenta um modulador para a estratégia PWM bipolar. A Figura 4.14 apresenta as formas de onda dos sinais de comando fornecidos pelo modulador PWM para o acionamento das chaves S_1 , S_2 , S_3 e S_4 .

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 4.14 – Modulação PWM bipolar - sinais de comando: v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4} .

Fonte: Produção do próprio autor

A Figura 4.15 apresenta o sinal modulador (v_m), o sinal da portadora triangular bipolar (v_{c_bp}), a tensão de modo diferencial (v_{dm}) e a tensão de modo comum (v_{cm}) para a estratégia de modulação PWM bipolar.

Figura 4.15 – Modulação PWM bipolar - sinais: v_{c_bp} e v_m ; v_{dm} ; v_{cm} .

Fonte: Produção do próprio autor

As Figuras 4.16 e 4.17 apresentam, respectivamente, os espectros das tensões de modo diferencial e de modo comum.

Como pode-se observar nas Figuras 4.15 e 4.17, a tensão de modo comum produzida pelo inversor idealmente apresenta valor constante para a modulação PWM bipolar, portanto, não contribui para a circulação de corrente de fuga. A tensão de modo diferencial apresenta dois níveis e a mesma frequência da portadora triangular que, por sua vez, é igual à frequência de chaveamento de S_1 , S_2 , S_3 e S_4 .

Figura 4.16 – Modulação PWM bipolar - espectro da tensão de modo diferencial (v_{dm})

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 4.17 – Modulação PWM bipolar - espectro da tensão de modo comum (v_{cm})

Fonte: Produção do próprio autor

4.2.3.2 Modulação PWM unipolar contínua

Essa estratégia de modulação também é referida na literatura como: *PWM with Unipolar Voltage Switching* (MOHAN et al., 1995); *Three-Level Continuous PWM* (ou *Continuous Unipolar Modulation*) (LIPO e HOLMES, 2003); modulação PWM a três níveis (MARTINS e BARBI, 2005); *Unipolar Modulation* (TEODORESCU et al., 2011).

A Figura 4.18 apresenta um modulador para a estratégia PWM unipolar contínua. A Figura 4.19 apresenta as formas de onda dos sinais de comando fornecidos pelo modulador PWM para o acionamento das chaves S_1 , S_2 , S_3 e S_4 .

Figura 4.18 – Modulador para a estratégia PWM unipolar contínua

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 4.19 – Modulação PWM unipolar contínua - sinais de comando: v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4} .

Fonte: Produção do próprio autor

A Figura 4.20 apresenta os sinais moduladores v_m e $-v_m$, o sinal da portadora triangular bipolar (v_{c_bp}), a tensão de modo diferencial (v_{dm}) e a tensão de modo comum (v_{cm}) para modulação PWM unipolar contínua.

Figura 4.20 – Modulação PWM unipolar contínua - sinais: v_{c_bp} , $v_m = VM1$ e $-v_m = VM2$; v_{dm} ; v_{cm} .

Fonte: Produção do próprio autor

As Figuras 4.21 e 4.22 apresentam, respectivamente, os espectros das tensões de modo diferencial e de modo comum. Como se pode observar nas Figuras 4.20 e 4.22, a tensão de modo comum produzida pelo inversor apresenta componente de alta frequência que pode causar circulação de corrente de fuga elevada. Essa estratégia de modulação apresenta tensão de modo diferencial com três níveis e com o dobro da frequência de chaveamento, essas características possibilitam a utilização de elementos magnéticos com menor volume no filtro de modo diferencial.

Figura 4.21 – Modulação PWM unipolar contínua - espectro da tensão de modo diferencial (v_{dm})

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 4.22 – Modulação PWM unipolar contínua - espectro da tensão de modo comum (v_{cm})

Fonte: Produção do próprio autor

4.2.3.3 Modulação PWM unipolar descontínua

Essa estratégia de modulação também é referida na literatura como: *Three-Level Discontinuous PWM* (ou *Discontinuous Unipolar Modulation*) (LIPO e HOLMES, 2003), (WEIMIN, YUNJIE, ZHE, *et al.*, 2014); *Symmetrical Hybrid PWM* (GUBIA *et al.*, 2010).

A Figura 4.23 apresenta duas possibilidades de implementação do modulador para a estratégia PWM unipolar descontínua. A diferença entre os moduladores das Figuras 4.23 (a) e 4.23 (b) pode ser observada pela sequência dos sinais de comando. Na Figura 4.23 (a) a sequência de sinais de comando é v_{G1} , v_{G2} , v_{G3} e v_{G4} de cima para baixo. Na Figura 4.23 (b) a sequência de sinais de comando é v_{G4} , v_{G3} , v_{G2} e v_{G1} de cima para baixo. Essa diferença em

Figura 4.25 – Modulação PWM unipolar descontinua (b) - sinais de comando: v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4} .

Fonte: Produção do próprio autor

As Figuras 4.26 e 4.27 apresentam os sinais moduladores v_m e $-v_m$, o sinal da portadora triangular unipolar (v_{c_up}), a tensão de modo diferencial (v_{dm}) e a tensão de modo comum (v_{cm}) para a modulação PWM unipolar descontinua empregando os moduladores (a) e (b), respectivamente.

O modulador para a estratégia PWM unipolar descontinua emprega portadora triangular unipolar (v_{c_up}), enquanto o modulador para a estratégia PWM unipolar contínua, apresentado anteriormente, emprega portadora triangular bipolar (v_{c_bp}).

Figura 4.26 – Modulação PWM unipolar descontinua (a) - sinais: v_{c_up} , $v_m = VM1$ e $-v_m = VM2$; v_{dm} ; v_{cm} .

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 4.27 – Modulação PWM unipolar descontínua (b) - sinais: v_{c_up} , $v_m = VM1$ e $-v_m = VM2$; v_{dm} ; v_{cm} .

Fonte: Produção do próprio autor

As Figuras 4.28 e 4.29 apresentam, respectivamente, os espectros das tensões, de modo diferencial e de modo comum, produzidos pelo modulador (a) para a estratégia de modulação PWM unipolar descontínua. Como pode-se observar nas Figuras 4.26 e 4.29, a tensão de modo comum produzida pelo inversor apresenta componente de alta frequência, que pode causar circulação de corrente de fuga elevada. Além disso, essa estratégia de modulação também apresenta componentes de baixa frequência, múltiplas da frequência do sinal modulador, no espectro da tensão de modo comum.

Do ponto de vista do espectro da tensão de modo diferencial os harmônicos estão localizados em torno de frequências múltiplas da frequência da portadora triangular.

Figura 4.28 – Modulação PWM unipolar descontínua (a) - espectro da tensão de modo diferencial (v_{dm})

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 4.29 – Modulação PWM unipolar descontínua (a) - espectro da tensão de modo comum (v_{cm})

Fonte: Produção do próprio autor

As Figuras 4.30 e 4.31 apresentam, respectivamente, os espectros das tensões, de modo diferencial e de modo comum, produzidos pelo modulador (b) para a estratégia de modulação PWM unipolar descontínua.

As mesmas observações apresentadas para os espectros produzidos quando se emprega o modulador (a) para a estratégia de modulação PWM unipolar descontínua são válidas para os espectros apresentados nas Figuras 4.30 e 4.31.

Pode-se ressaltar que, não há diferença entre os espectros da tensão de modo diferencial apresentados nas Figuras 4.28 e 4.30. Com relação aos espectros da tensão de modo comum, a diferença entre os espectros apresentados nas Figuras 4.29 e 4.31 é a amplitude da componente CC, 0,25 no caso do modulador (a) e 0,75 no caso do modulador (b).

Figura 4.30 – Modulação PWM unipolar descontínua (b) - espectro da tensão de modo diferencial (v_{dm})

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 4.33 – Modulação PWM híbrida - sinais de comando: v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4} .

Fonte: Produção do próprio autor

A Figura 4.34 apresenta os sinais moduladores v_m e $-v_m$, o sinal da portadora triangular unipolar (v_{c_up}), a tensão de modo diferencial (v_{dm}) e a tensão de modo comum (v_{cm}) para a estratégia de modulação PWM híbrida.

Figura 4.34 – Modulação PWM híbrida - sinais: v_{c_up} , $v_m = VM1$ e $-v_m = VM2$; v_{dm} ; v_{cm} .

Fonte: Produção do próprio autor

As Figuras 4.35 e 4.36 apresentam, respectivamente, os espectros das tensões de modo diferencial e de modo comum. Como pode-se observar nas Figuras 4.34 e 4.36 a tensão de modo comum produzida pelo inversor apresenta componente de alta frequência, que pode causar circulação de corrente de fuga elevada.

Figura 4.35 – Modulação PWM híbrida - espectro da tensão de modo diferencial (v_{dm})

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 4.36 – Modulação PWM híbrida - espectro da tensão de modo comum (v_{cm})

Fonte: Produção do próprio autor

A modulação PWM híbrida é tipicamente empregada com filtro de harmônicos assimétrico, com indutor de filtro apenas no braço do inversor com as chaves que comutam em alta frequência. Nesse caso, a soma das contribuições da tensão de modo comum e diferencial produzidas pelo inversor, referida a partir daqui como $v_{cm\ total\ inv}$, eq.(4.26), resulta em uma forma de onda quadrada com a frequência do sinal modulador, Figura 4.37, (KEREKES, 2009), (GUBIA *et al.*, 2010), (ARAUJO *et al.*, 2010), (TEODORESCU *et al.*, 2011).

Considerando $L_2 = 0$ na eq.(4.26), obtém-se $v_{cm\ total\ inv} = [-v_{cm} + (v_{dm}/2)]$.

$$v_{cm\ total\ inv} = -v_{cm} - \left[\frac{v_{dm} \cdot (L_2 - L_1)}{2 \cdot (L_2 + L_1)} \right] \quad (4.26)$$

Figura 4.37 – Modulação PWM híbrida - sinais: v_{dm} ; v_{cm} ; $v_{cm\ total\ inv}$.

Fonte: Produção do próprio autor

A Figura 4.38 apresenta o espectro da soma das contribuições da tensão de modo comum e diferencial produzidas pelo inversor ($v_{cm\ total\ inv}$).

Figura 4.38 – Modulação PWM híbrida - espectro da tensão de modo comum ($v_{cm\ total\ inv}$) com $L_2 = 0$

Fonte: Produção do próprio autor

4.2.3.5 Análise do desempenho das estratégias de modulação PWM

A análise das formas de onda e dos espectros das tensões de modo comum e de modo diferencial produzidas pelo inversor em ponte completa, empregando quatro estratégias de modulação, mostra que apenas a estratégia de modulação PWM bipolar apresenta tensão de modo comum idealmente constante. Portanto, empregando modulação PWM bipolar e filtro simétrico com $L_1 = L_2$, obtém-se a menor corrente de fuga. Essa estratégia de modulação apresenta tensão de modo diferencial com dois níveis, exigindo um filtro de harmônicos da

corrente de saída volumoso e com maior custo, quando comparamos com as estratégias que produzem tensão de modo diferencial com três níveis.

Outra desvantagem importante da modulação PWM bipolar é a circulação da corrente durante as etapas de roda livre pelo capacitor do barramento CC que resulta em perdas adicionais reduzindo o rendimento do conversor CC/CA. Portanto, apesar do bom desempenho da modulação PWM bipolar em relação à tensão de modo comum, essa estratégia não é adequada para produtos que necessitam de competitividade comercial.

É importante ressaltar que, conforme discutido na seção 4.2.1, em aplicações práticas as indutâncias L_1 e L_2 podem apresentar valores diferentes devido à tolerância dos materiais. Nesse caso existe a contribuição da tensão de modo diferencial de alta frequência para a corrente de fuga. Outros autores também chamam a atenção para não idealidades, como as diferenças nos tempos de propagação dos circuitos de acionamento das chaves semicondutoras, que possibilitam a ocorrência de tensão de modo comum com componentes de alta frequência quando se emprega a modulação bipolar (KAI *et al.*, 2006), (GUBÍA *et al.*, 2007), (HEDAYATI e JOHN, 2015).

As não idealidades mencionadas tornam necessária a inclusão de um filtro de modo comum na saída do inversor. Porém, mesmo levando em conta essa ressalva, o filtro de modo comum necessário para esse tipo de modulação é muito menor do que o necessário para as estratégias de modulação que produzem tensão de modo comum com elevado conteúdo de alta frequência. Portanto, essa estratégia de modulação não é utilizada em aplicações SFCR sem transformador devido ao maior custo e volume, relacionados ao filtro de harmônicos da corrente de saída e também o menor rendimento (ARAUJO *et al.*, 2010).

A modulação unipolar contínua produz tensão de modo diferencial com três níveis e com o dobro da frequência da portadora (f_c) que, por sua vez, é igual à frequência de chaveamento (f_{sw}). Essa característica resulta na possibilidade de utilização de um filtro de harmônicos da corrente de saída menos volumoso e mais barato. Porém, o espectro da tensão de modo comum produzida por essa modulação mostra que o primeiro grupo de harmônicos, localizado em torno da frequência de chaveamento, apresenta raias espectrais com maiores amplitudes quando comparadas com as outras estratégias. Essas componentes de alta frequência podem causar corrente de fuga elevada. Portanto, a modulação PWM unipolar contínua, que é adotada neste trabalho, não pode ser empregada em inversores sem transformador para SFCR sem a adoção de medidas para minimização da corrente de fuga.

A modulação unipolar descontínua e a modulação híbrida apresentam tensão de modo diferencial com três níveis e frequência igual à frequência de chaveamento, portanto são

piores do que a modulação unipolar contínua em relação ao dimensionamento dos componentes do filtro de harmônicos. Do ponto de vista da tensão de modo comum, a modulação unipolar descontínua apresenta raias espectrais em torno da frequência de chaveamento com amplitudes menores que modulação unipolar contínua. No entanto, essa modulação produz tensão de modo comum que também contém componentes de baixa frequência, sendo a mais significativa a que tem o dobro da frequência da rede elétrica (frequência do sinal modulador).

A modulação PWM unipolar descontínua também não pode ser empregada em inversores sem transformador para SFCR sem a adoção de medidas para a minimização da corrente de fuga.

A modulação híbrida, com filtro de harmônicos assimétrico, apresenta no espectro da tensão de modo comum harmônicas de baixa frequência com amplitude elevada e harmônicas de alta frequência com baixa amplitude. As variações bruscas da tensão de modo comum (onda quadrada), que ocorrem a cada mudança de semiciclo da tensão moduladora senoidal podem causar elevados picos de corrente de fuga. Além disso, essa estratégia de modulação só é adequada para operação com fator de potência unitário (TEODORESCU *et al.*, 2011).

As normas mais atuais para inversores aplicados em SFCR exigem que, a partir de uma determinada potência, os inversores sejam capazes de operar com fator de potência indutivo e capacitivo (VDE, 2011), (CEI, 2012), (ABNT, 2013a), o que inviabiliza esta última alternativa.

A Tabela 4.4 apresenta um resumo das características da tensão de modo comum produzida pelo inversor considerando as estratégias de modulação estudadas nesta seção e filtro de harmônicos nas configurações simétrica ($L_1 = L_2$) e assimétrica ($L_1 = L$, $L_2 = 0$). Nesta tabela pode-se ver que a única condição que resulta em tensão de modo comum constante ocorre com modulação PWM bipolar e filtro de harmônicos simétrico, na coluna $v_{cm\ total\ inv}$ (soma das contribuições das tensões de modo comum e de modo diferencial produzidas pelo inversor) com filtro simétrico ($L_1 = L_2 = L/2$).

A modulação PWM bipolar aplica apenas vetores de comutação ativos (vetor ativo N e vetor ativo P), o que resulta em uma tensão de modo diferencial com dois níveis. Analisando a coluna $v_{cm\ total\ inv}$ da Tabela 4.4 observa-se que, para todas as estratégias de modulação PWM estudadas e considerando filtro de harmônicos simétrico, sempre que é aplicado um vetor ativo a tensão de modo comum assume o valor $v_{bus}/2$. No entanto, quando é aplicado o vetor nulo N, obtém-se $v_{cm} = 0$ e quando é aplicado o vetor nulo P, obtém-se $v_{cm} = v_{bus}$.

Essa constatação mostra que nenhuma das estratégias de modulação que produzem tensão de modo diferencial com três níveis é capaz de manter v_{cm} constante.

Pode-se concluir a partir da análise do desempenho das principais estratégias de modulação, aplicadas em inversores tipo fonte de tensão monofásicos com topologia ponte completa sem transformador para SFCR, que nenhuma das estratégias de modulação atende a todos os requisitos necessários. No entanto, a identificação das características de cada estratégia de modulação servirá como subsídio para o estudo das técnicas de minimização de corrente de fuga.

Tabela 4.4 – Tensão de modo comum considerando modulação e configuração do filtro

Modulação	Semiciclo v_m	v_{AO}	v_{BO}	v_{dm}	v_{cm}	$v_{cm \text{ total inv}}$	
						$L_1 = L/2$ $L_2 = L/2$	$L_1 = L$ $L_2 = 0$
PWM bipolar	P	0	v_{bus}	$-v_{bus}$	$v_{bus}/2$	$-v_{bus}/2$	$-v_{bus}$
		v_{bus}	0	v_{bus}	$v_{bus}/2$	$-v_{bus}/2$	0
	N	0	v_{bus}	$-v_{bus}$	$v_{bus}/2$	$-v_{bus}/2$	$-v_{bus}$
		v_{bus}	0	v_{bus}	$v_{bus}/2$	$-v_{bus}/2$	0
PWM unipolar contínua	P	0	0	0	0	0	0
		v_{bus}	0	v_{bus}	$v_{bus}/2$	$-v_{bus}/2$	0
		v_{bus}	v_{bus}	0	v_{bus}	$-v_{bus}$	$-v_{bus}$
	N	0	0	0	0	0	0
		0	v_{bus}	$-v_{bus}$	$v_{bus}/2$	$-v_{bus}/2$	$-v_{bus}$
		v_{bus}	v_{bus}	0	v_{bus}	$-v_{bus}$	$-v_{bus}$
PWM unipolar descontínua (a)	P	0	0	0	0	0	0
		v_{bus}	0	v_{bus}	$v_{bus}/2$	$-v_{bus}/2$	0
	N	0	0	0	0	0	0
		0	v_{bus}	$-v_{bus}$	$v_{bus}/2$	$-v_{bus}/2$	$-v_{bus}$
PWM unipolar descontínua (b)	P	v_{bus}	v_{bus}	0	v_{bus}	$-v_{bus}$	$-v_{bus}$
		v_{bus}	0	v_{bus}	$v_{bus}/2$	$-v_{bus}/2$	0
	N	v_{bus}	v_{bus}	0	v_{bus}	$-v_{bus}$	$-v_{bus}$
		0	v_{bus}	$-v_{bus}$	$v_{bus}/2$	$-v_{bus}/2$	$-v_{bus}$
PWM híbrida	P	0	0	0	0	0	0
		v_{bus}	0	v_{bus}	$v_{bus}/2$	$-v_{bus}/2$	0
	N	v_{bus}	v_{bus}	0	v_{bus}	$-v_{bus}$	$-v_{bus}$
		0	v_{bus}	$-v_{bus}$	$v_{bus}/2$	$-v_{bus}/2$	$-v_{bus}$

5 ESTRATÉGIAS PARA A MINIMIZAÇÃO DA CORRENTE DE FUGA

Na literatura sobre inversores sem transformador para SFCR são apresentadas técnicas de modulação para eliminar ou reduzir a corrente de fuga que se aplicam a conversores trifásicos (CAVALCANTI *et al.*, 2010), (BRADASCHIA *et al.*, 2011). Porém, de acordo com as conclusões do capítulo 4, no caso dos inversores tipo fonte de tensão monofásicos, que empregam a topologia em ponte completa sem transformador, nenhuma das estratégias de modulação atende a todos os requisitos necessários para aplicação em SFCR.

Para inversores que empregam essa topologia, a maioria das referências consultadas apresentam basicamente duas estratégias para minimizar a corrente de fuga, obtendo simultaneamente: rendimento elevado; baixa distorção harmônica da corrente injetada na rede; e custo competitivo.

A primeira estratégia é utilizar topologias modificadas, que são desenvolvidas a partir da modificação da estrutura em ponte completa convencional, por meio da inclusão de chaves semicondutoras adicionais. A segunda é a utilização de filtro de modo comum na saída do conversor CC/CA.

Nas seções a seguir serão analisadas algumas topologias modificadas derivadas da estrutura em ponte completa e algumas configurações de filtro de modo comum.

5.1 TOPOLOGIAS DERIVADAS DA ESTRUTURA EM PONTE COMPLETA

As topologias modificadas, desenvolvidas a partir do inversor tipo fonte de tensão em ponte completa, empregam chaves semicondutoras adicionais que têm por objetivo estabelecer a desconexão entre os lados CC e CA do conversor durante a aplicação de vetores de comutação nulos. Essa desconexão é realizada para evitar as variações da tensão de modo comum, que ocorrem na topologia ponte completa convencional empregando as estratégias de modulação que produzem tensão de saída com três níveis.

Algumas topologias também possuem chaves adicionais que têm por objetivo assegurar o grampeamento da tensão de modo comum num valor constante durante todas as etapas de operação do inversor (HUA FENG e SHAOJUN, 2010), (BUTICCHI *et al.*, 2012).

A tensão de modo comum produzida pelo inversor (v_{cm}) é a fonte que fornece a maior contribuição para corrente de fuga devido à sua forma de onda modulada em largura de pulso e a sua alta frequência. Por esse motivo, as topologias modificadas buscam obter uma tensão v_{cm} constante, que por sua vez, resulta em baixa corrente de fuga.

Uma classificação das topologias modificadas de acordo com o comportamento da corrente de fuga é proposta em (OZKAN e HAVA, 2012).

A classificação proposta identifica duas classes principais de topologias:

- *Zero State Grid Connected Transformerless Inverter (ZS-GCTI);*
- *Solidly Clamped Grid Connected Transformerless Inverter (SC-GCTI).*

Dentro da classe ZS-GCTI são identificadas três sub-classes:

- *Zero State Decoupled Grid Connected Transformerless Inverter (ZSD-GCTI);*
- *Zero State Midpoint Clamped Grid Connected Transformerless Inverter (ZSMC-GCTI);*
- *Zero State Hybrid Grid Connected Transformerless Inverter (ZSH-GCTI).*

Nas próximas seções deste trabalho serão analisadas algumas topologias da família ZS-GCTI derivadas da estrutura em ponte completa.

Serão apresentados resultados de simulações realizadas com o software PSIM que têm por objetivo verificar o comportamento da corrente de fuga das diferentes topologias. Os principais parâmetros utilizados nas simulações são listados na Tabela 5.1³. Nas simulações o gerador FV é substituído por uma fonte de tensão CC. Os circuitos utilizados nas simulações são apresentados no Apêndice A. O sistema de controle utilizado é apresentado na seção 7.2.

Tabela 5.1 – Parâmetros utilizados nas simulações das topologias modificadas

Parâmetro	Valor
Time step	50,05 ns
Frequência de chaveamento	19,98 kHz
Frequência da rede elétrica	60 Hz
$L_1 = L_2$	4 mH
Capacitância parasita ($C_{p+} + C_{p-}$)	300 nF
Resistência entre aterramento da rede elétrica e aterramento do gerador FV (R_{gnd})	5 Ω
Tensão do barramento CC ($V_{bus\ med}$)	400 Vcc
Tensão da rede elétrica (sistema de distribuição estrela com neutro 127 V/220)	220 V RMS (F-F)
Potência ativa injetada na rede elétrica	1 kW
FP (referência de corrente em fase com a tensão da rede elétrica – ver seção 7.2)	1
PWM com amostragem regular e assimétrica (<i>Asymmetrical Regular Sampled PWM</i>)	

³ Nas figuras que apresentam os sinais moduladores, o sinal da portadora e os sinais de comando das chaves semicondutoras, foi utilizado PWM com amostragem natural. A frequência da portadora triangular é 1,2 kHz, por possibilitar uma melhor visualização das formas de onda, assim como foi feito no capítulo 4.

5.1.1 Topologias ZSD-GCTI

As topologias classificadas como *Zero State Decoupled Grid Connected Transformerless Inverter* (ZSD-GCTI), realizam a desconexão entre os lados CC e CA do inversor durante a aplicação de vetores de comutação nulos. Idealmente essa desconexão evita a produção de tensão de modo comum variante pelo inversor, desse modo, busca-se manter a tensão aplicada sobre a capacitância parasita dos módulos FV sem componentes de alta frequência, resultando em corrente de fuga reduzida.

A seguir serão analisadas as topologias H5 e HERIC que são dois exemplos da classe ZSD-GCTI.

5.1.1.1 Topologia H5

A Figura 5.1 apresenta a topologia H5, que é patenteada e comercializada pela empresa SMA Solar Technology AG (VICTOR *et al.*, 2005), (VICTOR *et al.*, 2008). A modificação proposta por essa topologia é a inclusão da chave S_5 .

Fonte: Produção do próprio autor

Durante a aplicação de vetores de comutação nulos as chaves S_5 , S_2 e S_4 permanecem abertas, realizando a desconexão entre o gerador fotovoltaico (lado CC) e a rede elétrica (lado CA). Durante as etapas de roda livre, que ocorrem no semiciclo positivo da corrente injetada na rede, a corrente circula por S_1 e D_3 . Durante as etapas de roda livre, que ocorrem no semiciclo negativo da corrente injetada na rede, a corrente circula por S_3 e D_1 .

A Figura 5.2 apresenta um modulador para a estratégia de modulação proposta na patente da topologia H5 (VICTOR *et al.*, 2008). Essa estratégia de modulação é adequada para a operação com fator de potência unitário ($FP = 1$). Os sinais moduladores (v_m e $-v_m$), o sinal da portadora triangular unipolar (v_{c_up}) e os sinais de comando das chaves (v_{G1-5}), de acordo com o modulador apresentado na Figura 5.2, são apresentados na Figura 5.3.

Figura 5.2 – Topologia H5 modulador para $FP = 1$

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 5.3 – Topologia H5 modulação para $FP = 1$: (v_m , $-v_m$, v_{c_up}); v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4} ; v_{G5} .

Fonte: Produção do próprio autor

As chaves S_1 e S_3 comutam na frequência do sinal modulador. As chaves S_2 e S_4 comutam na frequência da portadora triangular durante meio ciclo do sinal modulador e a chave S_5 comuta na frequência da portadora triangular durante todo o período do sinal modulador.

A Tabela 5.2 apresenta os vetores de comutação resultantes dessa estratégia de modulação. As chaves em estado ligado são representadas pelo número 1 e as chaves em estado desligado pelo número 0.

Tabela 5.2 – Topologia H5 vetores de comutação para $FP = 1$

Semiciclo v_m	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	v_{dm}
P	1	0	0	1	1	v_{bus}
	1	0	0	0	0	0
N	0	1	1	0	1	$-v_{bus}$
	0	0	1	0	0	0

A estratégia de modulação proposta na patente (Figuras 5.2 e 5.3) (VICTOR *et al.*, 2008) é adequada para a operação com fator de potência unitário. A topologia H5 pode prover potência reativa empregando o modulador apresentado na Figura 5.4. Essa estratégia de modulação é derivada da proposta apresentada em (SCHMIDT *et al.*, 2006).

Os sinais moduladores (v_m e $-v_m$), o sinal da portadora triangular unipolar (v_{c_up}) e os sinais de comando das chaves (v_{G1-5}), de acordo com o modulador apresentado na Figura 5.4, são apresentados na Figura 5.5.

A diferença em relação à estratégia de modulação apresentada na patente são os vetores de comutação nulos. A Tabela 5.3 apresenta os vetores de comutação resultantes da estratégia de modulação adequada para a provisão de potência reativa com a topologia H5.

Figura 5.4 – Topologia H5 modulador para a provisão de potência reativa

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 5.5 – Topologia H5 modulação para a provisão de potência reativa: $(v_m, -v_m, v_{c_up})$; v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4} ; v_{G5} .

Fonte: Produção do próprio autor

Tabela 5.3 – Topologia H5 vetores de comutação para a provisão de potência reativa

Semiciclo v_m	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	v_{dm}
P	1	0	0	1	1	v_{bus}
	1	0	1	0	0	0
N	0	1	1	0	1	$-v_{bus}$
	1	0	1	0	0	0

A Figura 5.6 apresenta os resultados de simulação da topologia H5 empregando a estratégia de modulação adequada para a provisão de potência reativa. A corrente de fuga obtida é 10,04 mA RMS. Nessa figura, v_{CP-} é a tensão aplicada sobre a capacitância parasita entre o terminal negativo do barramento CC e o ponto de aterramento da estrutura do gerador FV.

Figura 5.6 – Topologia H5 resultados de simulação: v_{rede} ; i_{rede} ; v_{CP-} ; $i_{Leakage}$; v_{dm} .

Fonte: Produção do próprio autor

A Figura 5.7 mostra em detalhe que durante a aplicação de vetores nulos, nos instantes onde a tensão diferencial ($v_{dm} = v_{AO} - v_{BO}$) é zero, a corrente de fuga é nula, essa é uma característica comum às topologias classificadas como ZSD-GCTI.

Fonte: Produção do próprio autor

5.1.1.2 Topologia HERIC

A topologia HERIC (*Highly Efficient and Reliable Inverter Concept*), apresentada na Figura 5.8 é patenteada (SCHMIDT *et al.*, 2006) e foi desenvolvida pelo instituto *Fraunhofer Institute for Solar Energy Systems* em cooperação com a empresa Sunways AG, que comercializa inversores para SFCR empregando essa topologia.

Figura 5.8 – Topologia HERIC

Fonte: Produção do próprio autor

A modificação proposta por essa topologia é a inclusão das chaves S_5 , S_6 e dos diodos D_5 e D_6 , que são responsáveis pela aplicação dos vetores de comutação nulos e pelo fornecimento de um percurso para a circulação da corrente durante as etapas de roda livre.

Durante a aplicação de vetores de comutação nulos as chaves S_1 , S_2 , S_3 e S_4 permanecem abertas, realizando a desconexão entre o gerador fotovoltaico (lado CC) e a rede elétrica (lado CA). Durante as etapas de roda livre, que ocorrem no semiciclo positivo da corrente injetada na rede, a corrente circula por S_6 e D_5 . Durante as etapas de roda livre, que ocorrem no semiciclo negativo da corrente injetada na rede, a corrente circula por S_5 e D_6 .

A patente da topologia HERIC (SCHMIDT *et al.*, 2006) propõe duas estratégias de modulação, sendo a primeira delas adequada para a operação com fator de potência unitário.

A Figura 5.9 apresenta um modulador para a estratégia de modulação adequada para a operação com fator de potência unitário. Os sinais moduladores (v_m e $-v_m$), o sinal da portadora triangular unipolar (v_{c_up}) e os sinais de comando das chaves (v_{G1-6}), de acordo com o modulador apresentado na Figura 5.9, são apresentados na Figura 5.10.

Figura 5.9 – Topologia HERIC modulador para $FP = 1$

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 5.10 – Topologia HERIC modulação para $FP = 1$: (v_m , $-v_m$, v_{c_up}); v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4} ; v_{G5} ; v_{G6} .

Fonte: Produção do próprio autor

A Tabela 5.4 apresenta os vetores de comutação resultantes dessa estratégia de modulação, desconsiderando os períodos de tempo morto dos sinais v_{G5} e v_{G6} . Nesses curtos intervalos de tempo, todas as chaves permanecem desligadas e a corrente circula pelos diodos D_1 , D_4 ou D_3 e D_2 , de acordo com o sentido da corrente nos indutores.

Tabela 5.4 – Topologia HERIC vetores de comutação para $FP = 1$

Semiciclo v_m	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	v_{dm}
P	1	0	0	1	0	1	v_{bus}
	0	0	0	0	0	1	0
N	0	1	1	0	1	0	$-v_{bus}$
	0	0	0	0	1	0	0

A segunda estratégia de modulação proposta na patente (SCHMIDT *et al.*, 2006), que pode ser implementada com o modulador apresentado na Figura 5.11, é adequada para a provisão de potência reativa.

Os sinais moduladores (v_m e $-v_m$), o sinal da portadora triangular unipolar (v_{c_up}) e os sinais de comando das chaves (v_{G1-6}), de acordo com o modulador apresentado na Figura 5.11, são apresentados na Figura 5.12.

A Tabela 5.5 apresenta os vetores de comutação resultantes dessa estratégia de modulação.

Figura 5.11 – Topologia HERIC modulador para a provisão de potência reativa

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 5.12 – Topologia HERIC modulação para a provisão de potência reativa: (v_m , $-v_m$, v_{c_up}); v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ;

v_{G4} ; v_{G5} ; v_{G6} .

Fonte: Produção do próprio autor

Tabela 5.5 – Topologia HERIC vetores de comutação para a provisão de potência reativa

Semiciclo v_m	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	v_{dm}
P	1	0	0	1	0	1	v_{bus}
	0	0	0	0	1	1	0
N	0	1	1	0	1	0	$-v_{bus}$
	0	0	0	0	1	1	0

A diferença entre as estratégias de modulação das Figuras 5.7 e 5.8 pode ser observada nos vetores de comutação nulos. A Figura 5.13 apresenta os resultados de simulação da topologia HERIC empregando a estratégia de modulação adequada para a provisão de potência reativa.

Figura 5.13 – Topologia HERIC resultados de simulação: v_{rede} ; i_{rede} ; v_{CP-} ; $i_{Leakage}$; v_{dm} .

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 5.14 – Topologia HERIC detalhe da corrente de fuga: v_{CP-} ; $i_{Leakage}$; v_{dm} .

Fonte: Produção do próprio autor

A corrente de fuga obtida na simulação é 10,11 mA RMS. A Figura 5.14 mostra em detalhe que durante a aplicação de vetores nulos a corrente de fuga é nula, assim como observado para a topologia H5 que também é classificada como ZSD-GCTI.

5.1.1.3 Comportamento da corrente de fuga das topologias ZSD-GCTI

Nas topologias pertencentes à classe ZSD-GCTI não há percurso para circulação da corrente de fuga durante a aplicação de vetores de comutação nulos.

Quando esses inversores são conectados em sistemas de distribuição nos quais a rede elétrica produz tensão de modo comum, o resultado é uma corrente de fuga pulsada que circula durante a aplicação dos vetores de comutação ativos. Isso ocorre porque durante a aplicação de vetores de comutação nulos, o lado CC do inversor e consequentemente a capacitância parasita do módulo FV permanecem desconectados da rede elétrica. Desse modo, a tensão aplicada sobre a capacitância parasita não acompanha a variação da tensão de modo comum produzida pela rede elétrica ($v_{rede\,cm}$) que ocorre durante a aplicação dos vetores nulos. Em aplicações práticas, a presença de indutores de modo comum do filtro de EMI, contribui para limitar essa corrente de fuga (OZKAN e HAVA, 2011).

A simples desconexão entre os lados CC e CA não assegura uma tensão de modo comum v_{cm} constante (HUAFENG e SHAOJUN, 2010), (HUAFENG *et al.*, 2011), (BO *et al.*, 2012), (BUTICCHI *et al.*, 2012), (HUAFENG *et al.*, 2014). No entanto, mesmo considerando as não idealidades presentes em implementações práticas, as topologias pertencentes à classe ZSD-GCTI são capazes de minimizar a corrente de fuga atendendo os requisitos das normas para inversores não isolados.

5.1.2 Topologias ZSMC-GCTI

As topologias classificadas como *Zero State Midpoint Clamped Grid Connected Transformerless Inverter* (ZSMC-GCTI), realizam a desconexão dos terminais positivo e negativo do gerador FV e mantêm o lado CA do inversor conectado ao ponto médio do barramento CC durante a aplicação de vetores de comutação nulos. Idealmente essa conexão com o ponto médio do barramento CC mantém a tensão de modo comum constante em todas as etapas de operação do inversor.

A seguir será analisada a topologia H6D2 que faz parte da classe ZSMC-GCTI.

5.1.2.1 Topologia H6D2

A topologia ponte completa com desacoplamento do lado CC apresentada na Figura 5.15, também referida como *Full-Bridge with DC Bypass* (TEODORESCU et al., 2011) ou H6D2 (DREHER et al., 2012), (ABU-RUB et al., 2014), foi proposta em (GONZALEZ et al., 2007) e possui um requerimento de patente solicitado pela empresa Ingeteam Energy, S.A. (GONZALEZ et al., 2009).

Figura 5.15 – Topologia H6D2

Fonte: Produção do próprio autor

A modificação proposta por essa topologia é a inclusão das chaves S_5 , S_6 e dos diodos D_{aux1} e D_{aux2} . Além desses componentes adicionais, essa topologia requer barramento CC com ponto médio.

As chaves S_5 e S_6 são responsáveis pela desconexão entre o gerador fotovoltaico (lado CC) e a rede elétrica (lado CA) durante a aplicação de vetores de comutação nulos.

A presença dos diodos conectados ao ponto médio do barramento CC mantém a tensão de modo comum produzida pelo inversor constante, com valor $v_{bus}/2$ durante todas as etapas de operação do inversor, e garante que as chaves S_5 e S_6 sejam submetidas a uma tensão máxima igual à metade da tensão do barramento CC ($v_{bus}/2$).

Os diodos D_{aux1} e D_{aux2} também fornecem um percurso para circulação da corrente de fuga causada pela tensão de modo comum produzida pela rede elétrica durante a aplicação de vetores de comutação nulos.

A Figura 5.16 apresenta um modulador para a estratégia de modulação proposta no requerimento de patente da topologia H6D2 (GONZALEZ *et al.*, 2009). Essa estratégia de modulação é adequada para a operação com fator de potência unitário. Os sinais moduladores (v_m e $-v_m$), o sinal da portadora triangular unipolar (v_{c_up}) e os sinais de comando das chaves (v_{G1-6}), de acordo com o modulador apresentado na Figura 5.16, são apresentados na Figura 5.17.

A Tabela 5.6 apresenta os vetores de comutação resultantes da estratégia de modulação adequada para a operação com fator de potência unitário empregando a topologia H6D2.

Figura 5.16 – Topologia H6D2 modulador para $FP = 1$

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 5.17 – Topologia H6D2 modulação para $FP = 1$: (v_m ; $-v_m$; v_{c_up}); v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4} ; v_{G5} ; v_{G6} .

Fonte: Produção do próprio autor

Tabela 5.6 – Topologia H6D2 vetores de comutação para $FP = 1$

Semiciclo v_m	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	v_{dm}
P	1	0	0	1	1	1	v_{bus}
	1	0	0	1	0	0	0
N	0	1	1	0	1	1	$-v_{bus}$
	0	1	1	0	0	0	0

Em (BUTICCHI *et al.*, 2012) é proposta uma estratégia de modulação adequada para operação com fator de potência unitário, diferente da apresentada na Figura 5.17, que leva em conta as assimetrias que podem ocorrer nos processos de comutação das chaves devido a não idealidades. Além disso, a mesma referência também apresenta uma estratégia de controle da tensão do ponto médio do barramento CC para a topologia H6D2.

A topologia H6D2 pode fornecer potência reativa empregando a estratégia de modulação proposta em (GONZALEZ *et al.*, 2007). O modulador para essa estratégia de modulação é apresentado na Figura 5.18.

Os sinais moduladores (v_m e $-v_m$), o sinal da portadora triangular unipolar (v_{c_up}) e os sinais de comando das chaves (v_{G1-6}), de acordo com o modulador apresentado na Figura 5.18, são apresentados na Figura 5.19.

Figura 5.18 – Topologia H6D2 modulador para a provisão de potência reativa

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 5.19 – Topologia H6D2 modulação para a provisão de potência reativa: (v_m , $-v_m$, v_{c_up}); v_{G1} ; v_{G2} ; v_{G3} ;

v_{G4} ; v_{G5} ; v_{G6} .

Fonte: Produção do próprio autor

A Tabela 5.7 apresenta os vetores de comutação resultantes da estratégia de modulação adequada para a provisão de potência reativa, empregando a topologia H6D2.

Tabela 5.7 – Topologia H6D2 vetores de comutação para a provisão de potência reativa

Semiciclo v_m	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	v_{dm}
P	1	0	0	1	1	1	v_{bus}
	1	1	1	1	0	0	0
N	0	1	1	0	1	1	$-v_{bus}$
	1	1	1	1	0	0	0

A Figura 5.20 apresenta os resultados de simulação da topologia H6D2 empregando a estratégia de modulação adequada para a provisão de potência reativa. A corrente de fuga obtida é 7,18 mA RMS.

A Figura 5.21 mostra em detalhe que a corrente de fuga, causada pela tensão de modo comum produzida pela rede elétrica, circula durante todas as etapas de operação. Esse comportamento da corrente de fuga caracteriza as topologias classificadas como ZSMC-GCTI.

Figura 5.20 – Topologia H6D2 resultados de simulação: v_{rede} ; i_{rede} ; v_{CP-} ; $i_{Leakage}$; v_{dm} .

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 5.21 – Topologia H6D2 detalhe da corrente de fuga: v_{CP-} ; $i_{Leakage}$; v_{dm} .

Fonte: Produção do próprio autor

5.1.2.2 Comportamento da corrente de fuga das topologias ZSMC-GCTI.

Diferentemente das topologias da classe ZSD-GCTI, nas topologias da classe ZSMC-GCTI a corrente de fuga circula durante todas as etapas de operação e idealmente não contém componente de alta frequência. Dessa forma, obtém-se corrente de fuga reduzida.

Discussões sobre as não idealidades que podem causar variações na tensão de modo comum das topologias ZSMC-GCTI são apresentadas em (BUTICCHI *et al.*, 2012).

5.1.3 Topologias ZSH-GCTI

As topologias classificadas como *Zero State Hybrid Grid Connected Transformerless Inverter* (ZSH-GCTI) realizam a desconexão dos terminais positivo e negativo do gerador FV durante a aplicação de vetores de comutação nulos. Além disso, as topologias ZSH-GCTI mantêm o lado CA do inversor conectado ao ponto médio do barramento CC durante a aplicação de vetores de comutação nulos em meio ciclo da tensão da rede elétrica.

A seguir será analisada a topologia *H-Bridge Zero Voltage Rectifier* (HB-ZVR) que faz parte da classe ZSH-GCTI.

5.1.3.1 Topologia HB-ZVR

A topologia HB-ZVR proposta em (KEREKES, 2009), (KEREKES *et al.*, 2011) é apresentada na Figura 5.22.

Fonte: Produção do próprio autor

A modificação proposta por essa topologia é a inclusão da chave S_5 , o diodo D_5 , a ponte retificadora composta pelos diodos D_6 , D_7 , D_8 , D_9 e o diodo D_{10} . A chave S_5 e os diodos D_6 , D_7 , D_8 , D_9 atuam como chave bidirecional, assim como as chaves adicionais utilizadas na topologia HERIC. A função desses componentes é fornecer um percurso para circulação da corrente durante as etapas de roda livre.

Durante a aplicação de vetores de comutação nulos a desconexão entre os terminais do gerador FV e o lado CA do inversor é realizada por meio da abertura das chaves S_1 , S_2 , S_3 e S_4 . O diodo D_{10} estabelece a conexão entre o lado CA e o ponto médio do barramento CC com o objetivo de manter a tensão de modo comum constante em todas as etapas de operação e também evitar que o capacitor C_{bus2} seja curto-circuitado pelas chaves S_2 e S_4 .

Quando a tensão de modo comum produzida pela rede elétrica apresenta derivada positiva, o diodo D_{10} entra em condução durante a aplicação de vetores de comutação nulos estabelecendo a conexão entre os terminais de saída do inversor e o ponto médio do barramento CC, assim como os conversores da família ZSMC-GCTI.

Quando a tensão de modo comum produzida pela rede elétrica apresenta derivada negativa, o diodo D_{10} permanece em bloqueio e não há conexão entre os terminais de saída do inversor e o ponto médio do barramento CC, assim como os conversores ZSD-GCTI.

A estratégia de modulação proposta para a topologia HB-ZVR é adequada para provisão de potência reativa. O modulador para essa estratégia de modulação é apresentado na Figura 5.23.

Os sinais moduladores (v_m e $-v_m$), o sinal da portadora triangular unipolar (v_{c_up}), e os sinais de comando das chaves (v_{G1-5}), de acordo com o modulador apresentado na Figura 5.23, são apresentados na Figura 5.24.

Figura 5.23 – Topologia HB-ZVR modulador para provisão de potência reativa

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 5.24 – Topologia HB-ZVR modulação para provisão de potência reativa: (v_m , $-v_m$ e v_{c_up}); v_{G1} ;

v_{G2} ; v_{G3} ; v_{G4} ; v_{G5} .

Fonte: Produção do próprio autor

A Tabela 5.8 apresenta os vetores de comutação resultantes dessa estratégia de modulação, desconsiderando os períodos de tempo morto dos sinais. Durante esses curtos intervalos de tempo, todas as chaves permanecem desligadas e a corrente circula pelos diodos D_1 , D_4 ou D_3 e D_2 , de acordo com o sentido da corrente nos indutores.

Tabela 5.8 – Topologia HB-ZVR vetores de comutação para provisão de potência reativa

Semiciclo v_m	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	v_{dm}
P	1	0	0	1	0	v_{bus}
	0	0	0	0	1	0
N	0	1	1	0	0	$-v_{bus}$
	0	0	0	0	1	0

A Figura 5.25 apresenta os resultados de simulação da topologia HB-ZVR, a corrente de fuga obtida é 8,52 mA RMS.

A Figura 5.26 mostra em detalhe que enquanto a derivada da tensão de modo comum produzida pela rede elétrica é positiva, a corrente de fuga apresenta o mesmo comportamento observado para as topologias ZSMC-GCTI.

Durante o período em que a derivada da tensão de modo comum é negativa, a corrente de fuga é pulsada, como observado para as topologias ZSD-GCTI.

Figura 5.25 – Topologia HB-ZVR resultados de simulação: v_{rede} ; i_{rede} ; v_{CP-} ; $i_{Leakage}$; i_{D10} .

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 5.26 – Topologia HB-ZVR detalhe da corrente de fuga: v_{CP-} ; $i_{Leakage}$; v_{dm} .

Fonte: Produção do próprio autor

5.1.3.2 Comportamento da corrente de fuga das topologias ZSH-GCTI.

Nas topologias pertencentes à classe ZSH-GCTI a corrente de fuga apresenta as características descritas abaixo:

Durante meio ciclo da rede elétrica, enquanto a tensão de modo comum produzida pela rede apresenta derivada positiva, o lado CA do inversor permanece conectado ao ponto médio do barramento CC durante a aplicação de vetores de comutação nulos. A corrente de fuga circula durante todas as etapas de operação e idealmente não contém componente de alta frequência, resultando em comportamento semelhante às topologias ZSMC-GCTI.

Durante meio ciclo da rede elétrica, enquanto a tensão de modo comum produzida pela rede apresenta derivada negativa, as topologias ZSH-GCTI apresentam corrente de fuga

pulsada que circula apenas durante a aplicação dos vetores de comutação ativos, resultando em comportamento semelhante às topologias ZSD-GCTI.

5.1.4 Considerações sobre as topologias derivadas da estrutura em ponte completa

Todas as topologias apresentadas nessa seção apresentam baixa corrente de fuga, conforme os resultados apresentados na Tabela 5.9. Portanto, pode-se considerar que, em relação à limitação de corrente de fuga, essas topologias são adequadas para aplicação em inversores sem transformador para SFCR.

Tabela 5.9 – Resultados de simulação - corrente de fuga das topologias H5, HERIC, H6D2 e HB-ZVR.

Parâmetro	Topologia			
	H5	HERIC	H6D2	HB-ZVR
$I_{Leakage\ RMS}$	10,04 mA	10,11 mA	7,18 mA	8,52 mA

5.2 FILTROS DE MODO COMUM

Os filtros de modo comum podem ser passivos ou ativos. Nas próximas seções desse trabalho serão analisadas algumas propostas de filtro de modo comum que são empregados para minimizar a corrente de fuga em inversores sem transformador para SFCR.

5.2.1 Filtro ativo de modo comum

Um filtro ativo de modo comum é proposto em (BARATER *et al.*, 2014), Figura 5.27. O filtro ativo é aplicado para minimizar a corrente de fuga em inversores do tipo fonte de tensão que empregam a topologia ponte completa com modulação unipolar contínua. O filtro ativo apresentado na Figura 5.27 emprega uma estrutura em ponte completa de baixa potência composta pelos componentes S_5 , S_6 , S_7 , S_8 , D_5 , D_6 , D_7 e D_8 e um transformador de modo comum.

A estrutura em ponte completa do filtro ativo é responsável pelo acionamento do enrolamento primário do transformador de modo comum. A estrutura em ponte completa principal é responsável pela transferência da energia do gerador FV para rede elétrica.

Uma tensão com a mesma forma de onda da tensão de modo comum produzida pelo inversor da estrutura em ponte completa principal é aplicada no enrolamento primário do

transformador de modo comum. Idealmente, obtém-se o cancelamento da tensão de modo comum de alta frequência, o que resulta em baixa corrente de fuga.

Figura 5.27 – Filtro ativo de modo comum

Fonte: Produção do próprio autor

Em (BARATER *et al.*, 2014) os autores aplicaram o filtro ativo de modo comum em um inversor de 2 kW com frequência de chaveamento de 30 kHz. Nos resultados experimentais foi obtida uma corrente de fuga de 15 mA RMS, empregando modulação PWM unipolar (três níveis) e considerando uma capacitância parasita de 200 nF.

5.2.2 Filtro passivo de modo comum (configuração 1)

Um filtro passivo de modo comum para minimizar a corrente de fuga causada pela tensão de modo comum produzida por um inversor em ponte completa, empregando modulação que produz tensão de saída com três níveis, é proposto em (GUBIA *et al.*, 2010). O filtro de modo comum do tipo LCL é apresentado na Figura 5.28.

No mesmo artigo, os autores realizam o dimensionamento do indutor de modo comum L_3 e analisam o impacto das estratégias de modulação no tamanho do núcleo necessário para a construção do indutor. Os autores concluem que a estratégia de modulação PWM unipolar descontínua, que é referida como *Symmetrical Hybrid PWM*, é a melhor opção considerando

um compromisso entre a qualidade da corrente injetada na rede, a atenuação da corrente de fuga e o tamanho do núcleo do indutor de modo comum L_3 .

Nesse artigo são apresentados resultados experimentais de um inversor em ponte completa de 5 kW com modulação PWM unipolar descontínua e frequência de chaveamento de 16 kHz. A corrente de fuga obtida, considerando uma capacitância parasita de 45 nF, apresenta valor de pico de 55 mA (não é informado o valor RMS).

Figura 5.28 – Filtro passivo de modo comum (configuração 1)

Fonte: Produção do próprio autor

A Figura 5.29 apresenta o circuito equivalente de modo comum simplificado do filtro da Figura 5.28. Nesse circuito é desprezada a impedância da rede elétrica e considera-se que os indutores L_1 e L_2 são iguais. A associação paralela de L_1 e L_2 é representada por $L_1 // L_2$.

Figura 5.29 – Filtro passivo de modo comum (configuração 1) - circuito equivalente de modo comum

Fonte: Produção do próprio autor

Nessa implementação de filtro passivo de modo comum os capacitores C_1 e C_2 são conectados entre os condutores ativos da rede elétrica e o condutor de proteção (terra).

Em aplicações nas quais a falha do capacitor pode resultar em risco de choque elétrico devem ser utilizados capacitores de segurança classe Y (EPCOS, 2013). Os capacitores C_1 e C_2 são submetidos a praticamente toda a tensão de modo comum produzida pela rede elétrica, contribuindo diretamente para a corrente de fuga $i_{Leakage}$.

Analisando o circuito do ponto de vista da fonte de baixa frequência $v_{rede\ cm}$, pode-se considerar que a capacitância equivalente de modo comum ($C_1 + C_2$) está em paralelo com a capacitância C_P . De acordo com o estudo apresentado na seção 4.2.2, um sistema de distribuição de energia elétrica estrela com neutro 220 V/380 V (60 Hz) produz uma tensão de modo comum $V_{rede\ cm\ RMS} = 110\ V$. Nessa condição uma capacitância de modo comum de 361,71 nF produz uma corrente de fuga de 15 mA, que pode acionar um RCD com corrente residual nominal de 30 mA (COTRIM, 2008). Diante dessas considerações fica clara a restrição em relação ao valor máximo das capacitâncias de C_1 e C_2 .

Uma baixa capacitância de modo comum resulta na necessidade de uma elevada indutância de modo comum para a obtenção de uma atenuação adequada da corrente de fuga (DONG *et al.*, 2012).

A Figura 5.30 apresenta uma ilustração do caminho de circulação da corrente de modo comum que possui componentes predominantes de alta frequência ($i_{cm\ HF}$). Nessa configuração de filtro de modo comum a corrente $i_{cm\ HF}$ circula pelo inversor, pelos condutores de aterramento e pelo gerador FV. Esse longo circuito percorrido por uma corrente com componentes de alta frequência pode causar problemas relacionados à interferência eletromagnética.

Figura 5.30 – Filtro passivo de modo comum configuração 1 (malha da corrente $i_{cm\ HF}$)

Fonte: Produção do próprio autor

5.2.3 Filtro passivo de modo comum (configuração 2)

Um filtro de modo comum integrado com um filtro de modo diferencial do tipo LCL é proposto em (DONG, 2012), (DONG *et al.*, 2012), para minimizar a corrente de fuga em inversores do tipo fonte de tensão empregando topologia ponte completa com modulação PWM unipolar contínua.

A Figura 5.31 apresenta o filtro proposto com destaque para os componentes L_3 , C_1 e C_2 , que são os elementos principais do filtro de modo comum. A principal diferença em relação ao filtro apresentado na Figura 5.28 é a conexão dos capacitores de modo comum. No filtro apresentado na Figura 5.31 os capacitores C_1 e C_2 estão conectados ao terminal negativo do barramento CC. A Figura 5.32 apresenta o circuito equivalente de modo comum simplificado do filtro apresentado na Figura 5.31.

Figura 5.31 – Filtro passivo de modo comum (configuração 2)

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 5.32 – Filtro passivo de modo comum (configuração 2) - circuito equivalente de modo comum

Fonte: Produção do próprio autor

No circuito da Figura 5.32 é desprezada a impedância da rede elétrica e considera-se que os indutores L_1 e L_2 são iguais. A associação paralela de L_1 e L_2 é representada por $L_1//L_2$ e a associação paralela de L_5 e L_6 é representada por $L_5//L_6$.

A conexão dos capacitores de modo comum com o terminal negativo do barramento CC cria um percurso interno ao conversor, para circulação da maior parcela da corrente de modo comum de alta frequência $i_{c_{cm}} \cong i_{cm}$.

Do ponto de vista da fonte de baixa frequência $v_{rede\ cm}$, pode-se considerar que a capacitância equivalente de modo comum ($C_1 + C_2$) está curto-circuitada pelas indutâncias $L_1//L_2$ e $L_3\ cm$. Portanto, praticamente toda a tensão de modo comum produzida pela rede elétrica é aplicada sobre a capacitância parasita do gerador FV (C_P).

Nessa configuração de filtro de modo comum a capacitância equivalente ($C_1 + C_2$) praticamente não afeta a corrente de fuga de baixa frequência, possibilitando a utilização de capacitores C_1 e C_2 com capacitância mais elevada que o filtro apresentado na Figura 5.28. Dessa forma, pode-se utilizar um indutor de modo comum L_3 com menor indutância para obter uma frequência de ressonância adequada para a minimização das correntes de modo comum i_{cm} e $i_{Leakage}$ (DONG *et al.*, 2012).

A Figura 5.33 apresenta uma ilustração do caminho de circulação da corrente de modo comum que possui componentes predominantes de alta frequência ($i_{cm\ HF}$). Nessa configuração de filtro de modo comum a corrente $i_{cm\ HF}$ circula apenas internamente no inversor. Esse circuito curto e confinado internamente ao inversor minimiza problemas relacionados à interferência eletromagnética que podem ocorrer com o filtro de modo comum apresentado anteriormente (Filtro passivo de modo comum - configuração 1).

Figura 5.33 – Filtro passivo de modo comum configuração 2 (malha da corrente $i_{cm\ HF}$)

Fonte: Produção do próprio autor

6 PROPOSTA DE UM FILTRO INTEGRADO DE MODO COMUM E MODO DIFERENCIAL

Este trabalho propõe um filtro integrado de modo comum (CM - *Common Mode*) e modo diferencial (DM - *Differential Mode*) passivo baseado no filtro passivo de modo comum (configuração 2) apresentado na Figura 5.31, que foi proposto em (DONG, 2012).

É importante ressaltar que implementações baseadas no mesmo princípio também podem ser encontradas em (MURAI *et al.*, 1992), (RENDUSARA e ENJETI, 1998), (STEINKE, 1999), (KOLAR *et al.*, 2000), (AKAGI *et al.*, 2004), (DONG *et al.*, 2012), (SOUZA FIGUEREDO *et al.*, 2013), (HEDAYATI *et al.*, 2013), (WEIMIN, YUNJIE, ZHE, *et al.*, 2014), (HEDAYATI *et al.*, 2014), (HEDAYATI e JOHN, 2015).

O filtro proposto neste trabalho é empregado para minimizar a corrente de fuga em um inversor do tipo fonte de tensão com topologia ponte completa e modulação PWM unipolar contínua. A minimização da corrente de fuga tem como objetivo atender os requisitos das normas VDE 0126-1-1:2006-02 (DIN, 2006) e IEC 62109-2:2011 (IEC, 2011).

6.1 FILTRO INTEGRADO DE MODO COMUM E DIFERENCIAL

A Figura 6.1 apresenta o esquema elétrico simplificado do filtro integrado sem amortecimento passivo. Nessa figura L_5 é um indutor acoplado de modo diferencial, que será discutido nas próximas seções deste trabalho.

Figura 6.1 – Filtro passivo integrado CM e DM - estrutura simplificada

Fonte: Produção do próprio autor

A Figura 6.2 apresenta o modelo de modo comum correspondente ao filtro apresentado na Figura 6.1. O indutor acoplado de modo diferencial L_5 tem efeito desprezível no circuito de modo comum e será desprezado.

A Figura 6.3 apresenta o modelo de modo comum simplificado que despreza L_5 , a resistência R_{gnd} , as resistências parasitas dos componentes do filtro e a influência da tensão e da impedância da rede elétrica. A estrutura apresentada corresponde a um filtro LC de dois estágios.

O circuito simplificado da Figura 6.3 contém os componentes que são dominantes para a definição da resposta em frequência do filtro de modo comum. Esse circuito é utilizado para o dimensionamento das indutâncias e capacitâncias do filtro de modo comum na primeira etapa do procedimento de projeto apresentado na seção 6.2 deste trabalho. Por meio desse circuito obtém-se um procedimento de projeto simples.

As simulações e análises de resposta em frequência apresentadas nas próximas seções deste trabalho, consideram o circuito completo apresentado na seção 6.3.1. Os resultados obtidos com o circuito completo na seção 7.4 deste trabalho mostram a validade da simplificação utilizada na etapa de dimensionamento dos componentes do filtro CM.

Figura 6.2 – Circuito equivalente de modo comum do filtro integrado

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 6.3 – Circuito equivalente de modo comum simplificado do filtro integrado

Fonte: Produção do próprio autor

Nos circuitos das Figuras 6.2 e 6.3 a indutância de modo comum do primeiro estágio do filtro LC (L_{cm}) é o resultado da associação paralela dos indutores L_1 e L_2 da Figura 6.1.

O indutor L_3 dos filtros apresentados nas Figuras 5.28 e 5.31 (Filtro passivo de modo comum configuração 1 e configuração 2) é dimensionado para suportar toda a tensão de modo comum produzida pelo inversor em ponte completa. Quando são empregadas estratégias de modulação que produzem tensão de modo diferencial com três níveis, a forma de onda da tensão de modo comum apresenta um produto volt-segundo ($V \cdot s$) com valor elevado, o que requer um núcleo com volume significativo (GUBIA *et al.*, 2010), (DONG *et al.*, 2012).

No filtro integrado proposto na Figura 6.1 o indutor L_3 foi suprimido. A função de indutor de modo comum do primeiro estágio do filtro LC é realizada pela indutância de modo comum resultante da associação paralela dos indutores L_1 e L_2 . A eliminação de L_3 representa um ganho em termos de redução do custo e do volume do filtro.

O filtro apresentado na Figura 5.31 é um filtro de modo comum de dois estágios, onde o primeiro estágio é constituído pelos componentes do filtro e o segundo estágio é constituído pelos elementos externos ao conversor. Os principais elementos do segundo estágio são a indutância da rede elétrica e a capacitância parasita, que estão sujeitos a grande variação e consequentemente causam o deslocamento da frequência de ressonância do segundo estágio do filtro LC.

O filtro proposto neste trabalho, apresentado nas Figuras 6.1 e 6.2, é um filtro de modo comum de 3 estágios, onde os dois primeiros estágios são constituídos pelos componentes do filtro e o terceiro estágio é constituído pelos elementos externos ao conversor, onde os mais relevantes são a indutância da rede elétrica e a capacitância parasita. Nesse caso, os dois primeiros estágios são dimensionados para operar na faixa de frequência de interesse considerando a variação da capacitância parasita. Com o segundo estágio LC constituído por componentes de pequeno volume e baixo custo L_4 , C_3 e C_4 , divide-se o esforço para atenuação da corrente de modo comum de alta frequência que circula pela rede elétrica e obtém-se elevada atenuação em alta frequência mesmo considerando a inclusão de elementos de amortecimento passivo, que será discutido na seção 6.3.1 deste trabalho.

A Figura 6.4 apresenta o modelo de modo diferencial correspondente ao filtro apresentado na Figura 6.1. A Figura 6.5 apresenta o modelo simplificado de modo diferencial, que despreza a indutância de dispersão do indutor L_4 , os capacitores C_3 e C_4 , as resistências parasitas dos componentes do filtro e a influência da tensão da rede elétrica. Essa estrutura corresponde a um filtro LCL.

O circuito simplificado da Figura 6.5 contém os componentes que são dominantes para a definição da resposta em frequência do filtro de modo diferencial. Esse circuito é utilizado para o dimensionamento das indutâncias e capacitâncias do filtro de modo diferencial na primeira etapa do procedimento de projeto apresentado na seção 6.2 deste trabalho. Por meio desse circuito obtém-se um procedimento de projeto simples.

As simulações e análises de resposta em frequência apresentadas nas próximas seções deste trabalho, consideram o circuito completo apresentado na seção 6.3.1. Os resultados obtidos com o circuito completo na seção 7.3 deste trabalho mostram a validade da simplificação utilizada na etapa de dimensionamento dos componentes do filtro DM.

Figura 6.4 – Circuito equivalente de modo diferencial do filtro integrado

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 6.5 – Circuito equivalente de modo diferencial simplificado do filtro integrado

Fonte: Produção do próprio autor

6.2 EQUACIONAMENTO DO FILTRO INTEGRADO

A primeira etapa de dimensionamento do filtro considera os circuitos simplificados de modo comum (Figura 6.3) e de modo diferencial (Figura 6.5). Os parâmetros dos circuitos simplificados são definidos pelas equações (6.1) - (6.11), obtidas a partir do circuito da Figura 6.1.

$$L_{cm} = (L_1 \cdot L_2) / (L_1 + L_2) \quad (6.1)$$

$$L_{dm1} = L_1 + L_2 \quad (6.2)$$

$$L_1 = L_2 = (2 \cdot L_{cm}) = (L_{dm1} / 2) \quad (6.3)$$

$$L_{rede\ dm} = L_{rede\ A} + L_{rede\ B} \quad (6.4)$$

$$L_{rede\ cm} = (L_{rede\ A} \cdot L_{rede\ B}) / (L_{rede\ A} + L_{rede\ B}) \quad (6.5)$$

$$L_{dm2} = L_5 + L_{rede\ dm} \quad (6.6)$$

$$L_{dm\ eq} = (L_{dm1} \cdot L_{dm2}) / (L_{dm1} + L_{dm2}) \quad (6.7)$$

$$C_{cm1} = C_1 + C_2 \quad (6.8)$$

$$C_{dm} = (C_1 \cdot C_2) / (C_1 + C_2) \quad (6.9)$$

$$C_1 = C_2 = (2 \cdot C_{dm}) = (C_{cm1} / 2) \quad (6.10)$$

$$C_{cm2} = C_3 + C_4 + C_P \quad (6.11)$$

O primeiro parâmetro do filtro que deve ser dimensionado é a indutância de modo diferencial (L_{dm}). Essa indutância é projetada para limitar o valor pico a pico da ondulação de corrente de modo diferencial nos indutores L_1 e L_2 ($\Delta_{iLdm\ pp}$). Essa ondulação de corrente está diretamente relacionada à variação da densidade de fluxo magnético de alta frequência que, por sua vez, afeta as perdas no núcleo do indutor (MOHAN *et al.*, 1995), (MCLEAN, 1996).

O valor de pico a pico da ondulação de corrente no indutor é tipicamente escolhido entre 10% e 25% da corrente de pico máxima do inversor ($I_{rede\ pico}$) (WANG *et al.*, 2003), (YONGQIANG *et al.*, 2005), (LISERRE *et al.*, 2005), (DONG *et al.*, 2012). O percentual da ondulação de corrente de modo diferencial em relação ao valor de pico da corrente injetada na rede elétrica é referido como ($r\%$) na eq.(6.13).

A indutância L_{dm} é calculada pela eq.(6.12) quando se emprega modulação PWM unipolar contínua. Essa estratégia de modulação produz tensão de modo diferencial com o dobro da frequência de chaveamento (f_{sw}) (HYOSUNG e KYOUNG-HWAN, 2008). As equações (6.12) - (6.14) serão utilizadas para o dimensionamento da indutância L_{dm1} .

$$L_{dm1} = \frac{V_{bus\ med}}{8 \cdot f_{sw} \cdot \Delta_{iLdm\ pp}} \quad (6.12)$$

$$\Delta_{iLdm\ pp} = \frac{r\%}{100} \cdot I_{rede\ pico} \quad (6.13)$$

$$I_{rede\ pico} = \frac{S_{max} \cdot \sqrt{2}}{V_{rede\ RMS}} \quad (6.14)$$

As frequências de ressonância do circuito equivalente de modo comum simplificado da Figura 6.3 são definidas pelas equações (6.15) e (6.16) (RIDLEY, 1988).

$$f_{res\ cm1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{cm} \cdot (C_{cm1} + C_{cm2})}} \quad (6.15)$$

$$f_{res\ cm2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{4\ cm} \cdot \left(\frac{C_{cm1} \cdot C_{cm2}}{C_{cm1} + C_{cm2}}\right)}} \quad (6.16)$$

A frequência de ressonância do circuito equivalente de modo diferencial simplificado da Figura 6.5 é definida pela eq.(6.17).

$$f_{res\ dm} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{dm\ eq} \cdot C_{dm}}} \quad (6.17)$$

As frequências de ressonância devem ser mantidas dentro das faixas definidas pelas equações (6.18), (6.19) e (6.20) (RIDLEY, 1988), (OZENBAUGH e PULLEN, 2011).

$$10f_{rede} < f_{res\ dm} < f_{sw} \quad (6.18)$$

$$10f_{rede} \leq f_{res\ cm1} \leq f_{sw}/10 \quad (6.19)$$

$$3f_{res\ cm1} \leq f_{res\ cm2} \leq f_{sw}/2 \quad (6.20)$$

O limite superior para frequência de ressonância do circuito de modo diferencial ($f_{res\ dm} < f_{sw}$) foi estabelecido considerando-se a estratégia de modulação PWM unipolar contínua. Para essa estratégia de modulação o primeiro grupo de harmônicos de modo diferencial está localizado em torno do dobro da frequência de chaveamento ($2f_{sw}$), como demonstrado no capítulo 4. Por esse motivo, não foi adotado na inequação (6.18) o limite ($f_{res\ dm} < f_{sw}/2$) proposto em (LISERRE *et al.*, 2005) para um retificador PWM trifásico, que produz harmônicos de modo diferencial na frequência de chaveamento (f_{sw}).

O limite superior para frequência de ressonância ($f_{res\ dm} < f_{sw}$) é valido quando são empregadas estratégias de amortecimento passivo da ressonância do filtro de modo diferencial. Uma estratégia de amortecimento passivo é adotada neste trabalho (seção 6.3.1), por esse motivo, o limite ($f_{res\ dm} < f_{sw}$) será considerado daqui em diante.

Quando são empregadas estratégias de amortecimento ativo da ressonância do filtro de modo diferencial, considerando-se uma implementação digital do sistema de controle, a frequência de ressonância deve ser menor que a metade da frequência de amostragem (f_A) do sistema de controle ($f_{res\ dm} < f_A/2$) (LISERRE *et al.*, 2004), (GABE *et al.*, 2009), (DANNEHL *et al.*, 2010). Portanto, quando se emprega PWM com amostragem regular e

assimétrica (*double update sampled PWM*), também deve-se considerar o limite ($f_{res\ dm} < f_{sw}$), pois nesse caso, $f_A = 2f_{sw}$. No entanto, quando se emprega PWM com amostragem regular e simétrica (*single update sampled PWM*), deve-se considerar o limite ($f_{res\ dm} < f_{sw}/2$), pois nesse caso, $f_A = f_{sw}$. As estratégias de amortecimento da ressonância de filtros LC e LCL são discutidas na seção 6.3 deste trabalho.

Os limites para frequência de ressonância do primeiro estágio do filtro LC de modo comum ($f_{res\ cm1}$) são mais restritivos que os limites para $f_{res\ dm}$. Portanto, o próximo parâmetro a ser calculado é a capacitância C_{cm1} , obtida por meio da eq.(6.21), que resulta das equações (6.15) e (6.11), desprezando-se C_3 e C_4 .

$$C_{cm1} = \left[\frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{res\ cm1})^2 \cdot L_{cm}} \right] - C_{P\ max} \quad (6.21)$$

Na eq.(6.21), $C_{P\ max}$ é a capacitância parasita máxima do gerador FV. Esse parâmetro depende da potência do gerador FV e da tecnologia de fabricação dos módulos FV, como discutido no capítulo 3. A indutância L_{cm} é obtida por meio da eq.(6.1), o valor adotado para a frequência de ressonância $f_{res\ cm1}$ deve estar dentro dos limites estabelecidos pela eq.(6.19).

Depois de obtido o valor de L_{cm} , a capacitância de modo comum (C_{cm1}) pode ser calculada por meio da eq.(6.21). A partir do resultado da eq.(6.21) pode-se calcular C_1 e C_2 empregando a eq.(6.10).

A partir dos valores obtidos para C_1 e C_2 pode-se calcular a capacitância de modo diferencial (C_{dm}) por meio da eq.(6.9).

O filtro integrado proposto neste trabalho destina-se à aplicação em sistemas fotovoltaicos conectados à rede, sendo a impedância da rede elétrica modelada como um circuito RL série (OURY *et al.*, 1997), (LISERRE *et al.*, 2004), (CASTILLA *et al.*, 2009), (IEC, 2012). Pode-se considerar que do ponto de vista do circuito de modo diferencial, o filtro proposto apresenta a configuração LCL independentemente da presença do indutor de modo diferencial L_5 (Figura 6.1) (LISERRE *et al.*, 2005), (MASSING *et al.*, 2012). Portanto, considerando a necessidade de redução de custo como elemento crucial para competitividade comercial de produtos destinados a produção em larga escala, a utilização do indutor L_5 será decidida de acordo com o critério proposto a seguir.

Neste trabalho o critério adotado para utilização do indutor L_5 considera o limite superior para frequência de ressonância do filtro de modo diferencial ($f_{res\ dm}$) definido pela inequação (6.18). Calcula-se a indutância equivalente de modo diferencial ($L_{dm\ eq}$) por meio da eq.(6.7), considerando o valor mínimo da indutância da rede elétrica ($L_{rede\ dm}$) e

desprezando L_5 na eq.(6.6). Utilizando o valor da indutância equivalente, $L_{dm\ eq\ (L_5=0)}$, obtido no passo anterior, calcula-se a frequência de ressonância, $f_{res\ dm\ (L_5=0)}$, por meio da eq.(6.17).

Se a frequência de ressonância $f_{res\ dm\ (L_5=0)}$ for menor que o valor máximo estabelecido pela inequação (6.18), L_5 não será utilizado. Se a frequência de ressonância $f_{res\ dm\ (L_5=0)}$ estiver acima do limite superior da inequação (6.18), L_5 deve ser utilizado. Nesse caso, o valor da indutância de modo diferencial ($L_{5\ dm}$) deve ser calculado por meio das equações (6.22) e (6.23), obtidas a partir das equações (6.17) e (6.7), respectivamente.

Na eq.(6.22) deve-se adotar um valor máximo para frequência de ressonância do circuito de modo diferencial ($f_{res\ dm\ max}$), esse valor deve ser próximo e inferior ao limite superior estabelecido pela inequação (6.18). O procedimento descrito acima para decisão sobre a utilização do indutor L_5 está representado no fluxograma da Figura 6.6.

$$L_{dm\ eq\ min} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{res\ dm\ max})^2 \cdot C_{dm}} \quad (6.22)$$

$$L_{5\ dm\ min} = \left(\frac{L_{dm1} \cdot L_{dm\ eq\ min}}{L_{dm1} - L_{dm\ eq\ min}} \right) - L_{rede\ dm\ min} \quad (6.23)$$

Figura 6.6 – Fluxograma para decisão sobre a utilização do indutor L_5

Fonte: Produção do próprio autor

Como $L_{rede\ dm}$ é geralmente um parâmetro desconhecido (BONALDO *et al.*, 2015), apresenta-se a seguir uma lista com os valores adotados em algumas referências. Os valores mínimo e máximo da indutância da rede elétrica são $L_{rede\ dm\ min}$ e $L_{rede\ dm\ max}$, respectivamente. Os valores mínimo e máximo da parte resistiva da impedância da rede são $R_{rede\ dm\ min}$ e $R_{rede\ dm\ max}$, respectivamente:

- em (LISERRE *et al.*, 2004), $L_{rede\ dm\ min} = 30\ \mu\text{H}$, $L_{rede\ dm\ max} = 3\ \text{mH}$ e $R_{rede\ dm} = 0,4\ \Omega$. Nesse artigo o valor de $L_{rede\ dm\ min}$ é aproximadamente igual ao valor da parcela indutiva da impedância de um transformador de distribuição (MT/ BT - média tensão para baixa tensão). Considera-se um transformador MT/BT com potência de 500 kVA e impedância de 10 m Ω , preponderantemente indutiva, em 50 Hz. Esse artigo apresenta uma análise da influência da variação da indutância da rede elétrica no desempenho do sistema de controle de inversores para SFCR. O controlador de corrente considerado no estudo é do tipo Proporcional Ressonante (PR) e a faixa de potência dos inversores vai de 1 a 5 kW;
- em (CASTILLA *et al.*, 2009), $L_{rede\ dm\ min} = 50\ \mu\text{H}$, $R_{rede\ dm\ min} = 0,1\ \Omega$, $L_{rede\ dm\ max} = 3,3\ \text{mH}$ e $R_{rede\ dm\ max} = 1,5\ \Omega$. Nesse artigo é apresentada uma análise da influência da variação da indutância da rede elétrica no desempenho do sistema de controle de um inversor monofásico para SFCR com filtro LCL e potência de 1,5 kW. O controlador empregado é do tipo Proporcional Ressonante com compensadores de harmônicos amortecidos;
- em (MASSING *et al.*, 2012), $L_{rede\ dm\ min} = 250\ \mu\text{H}$ e $L_{rede\ dm\ max} = 1\ \text{mH}$. Nesse artigo é proposto um controlador adaptativo por realimentação de estados para conversores trifásicos com filtro LCL. O controlador proposto é aplicado em um conversor de 10 kW e o desempenho do sistema de controle é analisado considerando a variação de $L_{rede\ dm}$;
- em (WEIMIN, YUNJIE, MIN, *et al.*, 2014), $L_{rede\ dm\ min} = 150\ \mu\text{H}$ e $L_{rede\ dm\ max} = 5\ \text{mH}$. Nesse artigo é proposta uma estratégia de amortecimento passivo robusta para um inversor monofásico com filtro LLCL de 2 kW. O controlador empregado é do tipo Proporcional Ressonante com compensadores de harmônicos. É apresentada uma análise do desempenho do sistema de controle e da estratégia de amortecimento em função da variação da impedância da rede elétrica.

Os valores de $L_{rede\ dm}$ considerados neste trabalho são discutidos nas seções 7.1 e 7.3.

A indutância $L_{4\,cm}$ é calculada por meio da eq.(6.24), nessa equação o valor adotado para a frequência de ressonância do segundo estágio do filtro LC de modo comum ($f_{res\,cm2}$) deve ser próximo do limite inferior da faixa estabelecida pela inequação (6.20).

$$L_{4\,cm} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{res\,cm2})^2 \cdot \left(\frac{C_{cm1} \cdot C_{P\,max}}{C_{cm1} + C_{P\,max}} \right)} \quad (6.24)$$

As capacitâncias de C_3 e C_4 são calculadas pela eq.(6.25), obtida a partir da eq.(6.16) considerando o valor mínimo da capacitância parasita $C_{P\,min}$. Na eq.(6.25) o valor adotado para frequência de ressonância $f_{res\,cm2}$ deve ser próximo do limite superior da faixa estabelecida pela inequação (6.20).

$$C_3 = C_4 = \left\{ \left[\frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{res\,cm2})^2 \cdot L_{4\,cm} \cdot 2} \right] - C_{P\,min} \right\} \cdot 0,5 \quad (6.25)$$

A Tabela 6.1 apresenta a sequência que deve ser adotada para dimensionar os elementos do filtro integrado de modo comum e de modo diferencial sem amortecimento passivo das Figuras 6.1, 6.2 e 6.3. Na terceira coluna da Tabela 6.1 são listadas as equações correspondentes, que devem ser utilizadas para o cálculo de cada um dos parâmetros.

Tabela 6.1 – Sequência para dimensionamento dos elementos do filtro integrado sem amortecimento passivo

Sequência	Parâmetro	Equação
1	L_{dm1}	(6.12), (6.13), (6.14)
2	L_1, L_2	(6.3)
3	L_{cm}	(6.3)
4	C_{cm1}	(6.21)
5	C_1, C_2	(6.10)
6	C_{dm}	(6.10)
7	decisão sobre a utilização de L_5	(6.6), (6.7), (6.17), (6.18)
8	$L_{5\,dm}$	(6.22), (6.23)
9	$L_{4\,cm}$	(6.24)
10	C_3, C_4	(6.25)

6.3 AMORTECIMENTO DA RESSONÂNCIA EM FILTROS LC E LCL

Os filtros LC e LCL apresentam baixas perdas resultando em comportamento transitório subamortecido e ganho elevado na frequência de ressonância, podendo causar instabilidade na operação do inversor e elevada distorção harmônica da corrente injetada na rede elétrica. Para evitar os problemas relacionados à ressonância de filtros LC e LCL, torna-se necessário alocar

adequadamente as frequências de ressonância do filtro, obedecendo às relações (6.18), (6.19) e (6.20). Além disso, deve-se empregar algum método de amortecimento para evitar instabilidades na operação do inversor.

Os métodos para amortecimento das ressonâncias dos filtros LC e LCL podem ser do tipo passivo, ativo ou uma combinação de ambos (BLASKO e KAURA, 1997), (LISERRE *et al.*, 2002), (DANNEHL *et al.*, 2011), (TEODORESCU *et al.*, 2011), (MASSING *et al.*, 2012), (MUKHERJEE e DE, 2013), (WEIMIN, YUNJIE, MIN, *et al.*, 2014), (PARKER *et al.*, 2014a).

As estratégias de amortecimento ativo tipicamente empregam uma quantidade maior de sensores de corrente e tensão (DANNEHL *et al.*, 2010), (MASSING *et al.*, 2012), (PARKER *et al.*, 2014a). Além disso, requerem maior esforço computacional para o processamento de malhas de controle adicionais. Algumas estratégias permitem a utilização de um número menor de sensores por meio da inclusão de filtros digitais em cascata com o controlador (LISERRE *et al.*, 2006), (DANNEHL *et al.*, 2011), (p. ex. pode-se usar um filtro notch para compensar o pico de ressonância do filtro) (PEÑA-ALZOLA, LISERRE, BLAABJERG, ORDONEZ e KEREKES, 2014).

As estratégias de amortecimento ativo apresentam maior complexidade do ponto de vista do projeto do sistema de controle quando comparadas ao amortecimento passivo. Sua principal vantagem é a não inclusão de perdas adicionais no conversor, pois, trata-se de uma solução obtida por meio do projeto adequado do sistema de controle (DAHONO *et al.*, 2001), (DANNEHL *et al.*, 2010), (DANNEHL *et al.*, 2011), (PARKER *et al.*, 2014a).

O amortecimento passivo é uma estratégia simples e de baixo custo, que consiste na inclusão de resistores conectados em série ou paralelo com capacitores ou indutores do filtro (DAHONO *et al.*, 2001). Este tipo de amortecimento pode causar perdas significativas e também a redução da atenuação do filtro para frequências elevadas.

Para minimizar os efeitos negativos apresentados pela estratégia de amortecimento passivo que emprega apenas resistores, a literatura disponível apresenta configurações de circuito de amortecimento passivo empregando combinações de resistores, indutores e capacitores conforme apresentado em (WANG *et al.*, 2003). Empregando-se essas configurações de amortecimento passivo é possível obter baixas perdas e boa atenuação para frequências elevadas. Em (PEÑA-ALZOLA *et al.*, 2013) é apresentada uma análise das perdas para algumas configurações de amortecimento passivo.

Uma proposta de amortecimento que combina duas configurações de circuito de amortecimento passivo é apresentada em (WEIMIN, YUNJIE, MIN, *et al.*, 2014). Nesse

artigo é utilizado um circuito de amortecimento RC em paralelo com o capacitor do filtro e uma resistência em paralelo com um dos indutores do filtro. A proposta se aplica a conversores que empregam filtros do tipo LCL ou LLCL. O objetivo dessa configuração é assegurar amortecimento adequado para uma ampla faixa de variação da impedância da rede elétrica.

Soluções de amortecimento híbridas que combinam amortecimento ativo e passivo são propostas em (MUKHERJEE e DE, 2013) e (WEIMIN, ZHE, *et al.*, 2013).

6.3.1 Filtro integrado com amortecimento passivo

Neste trabalho será utilizado um circuito de amortecimento passivo com a configuração RC *parallel passive damping* (MUKHERJEE e DE, 2013) no primeiro estágio do filtro integrado de modo comum e diferencial. Essa configuração do circuito de amortecimento consiste em dividir cada uma das capacitâncias C_1 e C_2 do filtro apresentado na Figura 6.1 em duas partes, respectivamente, C_{f1} , C_{d1} e C_{f2} , C_{d2} (Figura 6.7), onde $C_1 = C_{f1} + C_{d1}$ e $C_2 = C_{f2} + C_{d2}$. Com essa configuração os resistores R_{d1} e R_{d2} são inseridos em série com os capacitores C_{d1} e C_{d2} , respectivamente. Desse modo, buscam-se obter um amortecimento adequado das ressonâncias, baixas perdas e elevada atenuação em alta frequência.

A ressonância do segundo estágio do filtro integrado de modo comum e diferencial será amortecida por meio da inclusão dos resistores R_{d3} e R_{d4} , respectivamente, em série com os capacitores C_{f3} e C_{f4} (Figura 6.7), que apresentam a mesma capacitância de C_3 e C_4 do circuito apresentado na Figura 6.1. Nesse caso temos a configuração mais simples de circuito de amortecimento passivo, essa escolha se deve à baixa corrente que circula por C_{f3} e C_{f4} , resultando em baixas perdas.

O circuito de amortecimento RC *parallel damper* composto por R_{d5} e C_{d3} (em azul na Figura 6.7) atua como amortecimento apenas para o circuito de modo diferencial.

O dimensionamento dos componentes responsáveis pelo amortecimento passivo das ressonâncias será discutido nas próximas seções deste trabalho.

A Figura 6.7 apresenta o circuito do filtro integrado CM e DM proposto neste trabalho com a inclusão do amortecimento passivo. As Figuras 6.8 e 6.9 apresentam, respectivamente, o circuito equivalente de modo comum e o circuito equivalente de modo diferencial do filtro integrado com amortecimento passivo.

$$R_{d1} = R_{d2} = (2 \cdot R_{d\,cm1}) = (R_{d\,dm1}/2) \quad (6.26)$$

$$R_{d3} = R_{d4} = (2 \cdot R_{d\,cm2}) = (R_{d\,dm3}/2) \quad (6.27)$$

$$R_{d5} = R_{d\,dm2} \quad (6.28)$$

$$R_{L1} = R_{L2} = (2 \cdot R_{L\,cm}) = (R_{L\,dm1}/2) \quad (6.29)$$

$$R_{L4\,A} = R_{L4\,B} = (2 \cdot R_{L4\,cm}) = (R_{L4\,dm}/2) \quad (6.30)$$

$$R_{L5\,A} = R_{L5\,B} = (2 \cdot R_{L5\,cm}) = (R_{L5\,dm}/2) \quad (6.31)$$

$$R_{rede\,A} = R_{rede\,B} = (2 \cdot R_{rede\,cm}) = (R_{rede\,dm}/2) \quad (6.32)$$

$$R_{L\,dm2} = R_{rede\,dm} + R_{L5\,dm} \quad (6.33)$$

$$C_{d3} = C_{d\,dm2} \quad (6.34)$$

$$C_{f3} = C_{f4} = C_3 = C_4 = (2 \cdot C_{f\,dm2}) = (C_{f\,cm2}/2) \quad (6.35)$$

$$C_{d1} = C_{d2} = (2 \cdot C_{d\,dm1}) = (C_{d\,cm1}/2) \quad (6.36)$$

$$C_{f1} = C_{f2} = (2 \cdot C_{f\,dm1}) = (C_{f\,cm1}/2) \quad (6.37)$$

A inclusão dos componentes de amortecimento passivo provoca um pequeno deslocamento das frequências de ressonância $f_{res\,dm}$ e $f_{res\,cm1}$, que foram alocadas considerando o filtro sem amortecimento passivo na seção 6.3 (WEIMIN, YUANBIN, *et al.*, 2013).

Considerando o circuito simplificado do primeiro estágio do filtro de modo comum com amortecimento passivo *RC parallel damper* apresentado na Figura 6.10, pode-se determinar os valores máximo e mínimo da frequência de ressonância do primeiro estágio do filtro CM ($f_{res\,cm1}$). O valor máximo ($f_{res\,cm1\,max}$), definido pela eq.(6.38), ocorre para $R_{d\,cm1} = \infty$ e o valor mínimo ($f_{res\,cm1\,min}$), definido pela eq.(6.39), ocorre para $R_{d\,cm1} = 0$. Para $0 \leq R_{d\,cm1} \leq \infty$, obtêm-se, $f_{res\,cm1\,min} \leq f_{res\,cm1} \leq f_{res\,cm1\,max}$.

Figura 6.10 – Circuito simplificado do primeiro estágio do filtro de modo comum com amortecimento passivo

Fonte: Produção do próprio autor

$$f_{res\ cm1\ max} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{cm} \cdot C_{f\ cm1}}} \quad (6.38)$$

$$f_{res\ cm1\ min} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{cm} \cdot (C_{f\ cm1} + C_{d\ cm1})}} \quad (6.39)$$

Considerando o circuito simplificado do filtro de modo diferencial com amortecimento passivo *RC parallel damper* apresentado na Figura 6.11 pode-se determinar os valores máximo e mínimo da frequência de ressonância do filtro DM ($f_{res\ dm}$). O valor máximo ($f_{res\ dm\ max}$), definido pela eq.(6.40), ocorre para $R_{d\ dm1} = R_{d\ dm2} = \infty$ e o valor mínimo ($f_{res\ dm\ min}$), definido pela eq.(6.41), ocorre para $R_{d\ dm1} = R_{d\ dm2} = 0$. Para $0 \leq R_{d\ dm1} \leq \infty$ e $0 \leq R_{d\ dm2} \leq \infty$, obtêm-se $f_{res\ dm\ min} \leq f_{res\ dm} \leq f_{res\ dm\ max}$.

Figura 6.11 – Circuito simplificado do filtro de modo diferencial com amortecimento passivo

Fonte: Produção do próprio autor

$$f_{res\ dm\ max} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{dm\ eq} \cdot C_{f\ dm1}}} \quad (6.40)$$

$$f_{res\ dm\ min} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{dm\ eq} \cdot (C_{f\ dm1} + C_{d\ dm1} + C_{d\ dm2})}} \quad (6.41)$$

No capítulo 7 deste trabalho é apresentado um exemplo de aplicação empregando o procedimento de projeto proposto. Além disso, será apresentada a resposta em frequência do filtro completo, onde se pode verificar a localização das frequências de ressonância dos circuitos CM e DM completos validando o procedimento proposto.

Para manter a mesma capacitância total nos circuitos com e sem amortecimento passivo, as relações apresentadas na eq.(6.42) devem ser observadas.

$$C_1 = C_2 = (C_{f1} + C_{d1}) = (C_{f2} + C_{d2}) \quad (6.42)$$

A relação entre as capacitâncias C_d e C_f é definida considerando o compromisso entre o desempenho do circuito de amortecimento e a dissipação de potência. Para obter um desempenho equilibrado adota-se $C_d = C_f$ (CHANNEGOWDA e JOHN, 2010),

(MUKHERJEE e DE, 2013), com essa definição obtém-se a eq.(6.43). Combinando as equações (6.36) e (6.43) obtém-se a eq.(6.44).

$$C_{f1} = C_{f2} = C_{d1} = C_{d2} = (C_1/2) = (C_2/2) \quad (6.43)$$

$$C_{f1} = C_{f2} = C_{d1} = C_{d2} = (C_{cm1}/4) \quad (6.44)$$

As resistências de amortecimento R_{d1} e R_{d2} são dimensionadas para otimizar o desempenho do amortecimento do circuito de modo comum (Figura 6.8). As equações (6.45) e (6.46) são empregadas para dimensionar $R_{d\,cm1}$ (WEIMIN, YUANBIN, *et al.*, 2013), (WEIMIN, ZHE, *et al.*, 2013). As resistências R_{d1} e R_{d2} são calculadas substituindo $R_{d\,cm1}$ na eq.(6.26).

$$R_{d\,cm1} = \sqrt{\frac{L_{cm1}}{C_{f\,cm1}}} \cdot \left(\frac{n_{cm1} + 1 + \sqrt{n_{cm1} + 1}}{2 \cdot n_{cm1}} \right) \quad (6.45)$$

$$n_{cm1} = \frac{C_{d\,cm1}}{C_{f\,cm1}} \quad (6.46)$$

A eq.(6.48), que é obtida a partir da eq.(6.16) desprezando C_{cm1} e C_P , e a eq.(6.47) obtida de (YONGQIANG *et al.*, 2005), são empregadas para dimensionar a resistência de amortecimento do segundo estágio do filtro de modo comum $R_{d\,cm2}$. As resistências R_{d3} e R_{d4} são calculadas substituindo $R_{d\,cm2}$ na eq.(6.27).

$$R_{d\,cm2} = \frac{1}{3 \cdot \omega_{res\,cm2} \cdot C_{f\,cm2}} \quad (6.47)$$

$$\omega_{res\,cm2} \cong \frac{1}{\sqrt{L_{4\,cm} \cdot C_{f\,cm2}}} \quad (6.48)$$

Os resistores R_{d1} e R_{d2} atuam como resistores de amortecimento dos circuitos de modo comum e de modo diferencial. Por meio das equações (6.45) e (6.26) esses resistores são dimensionados para obtenção de um amortecimento otimizado do circuito de modo comum. Consequentemente, a resistência de amortecimento $R_{d\,dm1}$ resultante pode não ser suficiente para prover o amortecimento adequado do circuito de modo diferencial.

Neste trabalho será considerado que os resistores R_{d1} e R_{d2} resultam em uma resistência $R_{d\,dm1}$ adequada se o valor da resistência de amortecimento $R_{d\,dm1}$ estiver dentro dos limites estabelecidos pela inequação (6.49). Na inequação (6.49), $f_{res\,dm\,min} (C_{d\,dm2}=0)$ é a frequência de ressonância mínima do circuito de modo diferencial definida pela eq.(6.41) desprezando-se a capacitância $C_{d\,dm2}$. Os limites estabelecidos em (6.49) foram definidos de acordo com o procedimento de projeto apresentado em (WEIMIN, YUANBIN, *et al.*, 2013).

$$\frac{0,5}{\pi \cdot f_{res\ dm\ min\ (C_{d\ dm2}=0)} \cdot C_{d\ dm1}} \leq R_{d\ dm1} \leq \frac{0,5 \cdot (C_{d\ dm1} + C_{f\ dm1})}{\pi \cdot f_{res\ dm\ max} \cdot C_{d\ dm1} \cdot C_{f\ dm1}} \quad (6.49)$$

Se o valor da resistência $R_{d\ dm1}$ estiver fora dos limites estabelecidos pela inequação (6.49) deve-se empregar amortecimento adicional, que pode ser do tipo ativo ou passivo, para o circuito de modo diferencial. A Figura 6.12 apresenta o procedimento descrito acima na forma de um fluxograma.

Figura 6.12 – Fluxograma para decisão sobre a utilização de amortecimento adicional do circuito DM.

A seguir é apresentado um procedimento para o dimensionamento de um circuito de amortecimento passivo adicional para o circuito DM.

Para melhorar o desempenho do amortecimento do circuito de modo diferencial é incluído um circuito de amortecimento RC *parallel damper* adicional composto por R_{d5} e C_{d3} (em azul na Figura 6.7), que atuam como amortecimento apenas para o circuito de modo diferencial.

Para a capacitância $C_{d\ dm2}$ é adotado um valor em torno de 20% da capacitância C_{dm} definida pela eq.(6.9). O motivo para essa escolha é limitar o deslocamento da frequência de ressonância do circuito de modo diferencial previamente alocada, $f_{res\ dm}$ eq.(6.17). Além disso, essa escolha assegura um capacitor C_{d3} com dimensões reduzidas, quando comparado aos capacitores principais do filtro C_{f1}, C_{f2}, C_{d1} e C_{d2} , e também um pequeno acréscimo na demanda de potência reativa do filtro.

A eq.(6.50) é utilizada para calcular a capacitância $C_{d\ dm2}$ e consequentemente C_{d3} de acordo com a eq.(6.34).

$$C_{d\ dm2} = \frac{20 \cdot (C_{f\ dm1} + C_{d\ dm1})}{100} \quad (6.50)$$

$$C_{dm1} = C_{f\ dm1} + C_{d\ dm1} + C_{d\ dm2} \quad (6.51)$$

As equações (6.52) e (6.53) são empregadas para calcular a resistência de amortecimento do circuito de modo diferencial $R_{d\ dm2}$ (Figura 6.9) e consequentemente R_{d5} de acordo com a eq.(6.28).

$$R_{d\ dm2} = \sqrt{\frac{L_{dm\ eq}}{C_{f\ dm1}}} \cdot \left(\frac{n_{dm2} + 1 + \sqrt{n_{dm2} + 1}}{2 \cdot n_{dm2}} \right) \quad (6.52)$$

$$n_{dm2} = \frac{C_{d\ dm2}}{C_{f\ dm1}} \quad (6.53)$$

O dimensionamento dos elementos de amortecimento do filtro de modo diferencial desprezaram a indutância de dispersão do indutor de modo comum $L_{4\ dm}$, a capacitância de modo diferencial $C_{f\ dm2}$ e a resistência de amortecimento $R_{d\ dm3}$, devido à baixa influência desses elementos no comportamento do filtro na faixa de frequência de interesse. Nas seções 7.3 e 7.4 deste trabalho o comportamento do filtro é avaliado considerando os modelos completos apresentados nas Figuras 6.8 e 6.9.

A Tabela 6.2 apresenta a sequência que deve ser adotada para dimensionar os elementos de amortecimento das ressonâncias do filtro integrado de modo comum e diferencial. Na

terceira coluna da Tabela 6.2 são listadas as equações correspondentes, que devem ser utilizadas para o cálculo de cada um dos parâmetros.

Tabela 6.2 – Sequência para dimensionamento dos elementos de amortecimento passivo do filtro integrado

Sequência	Parâmetro	Equação
1	$C_{f1}, C_{f2}, C_{d1}, C_{d2}$	(6.43)
2	$R_{d\ cm1}$	(6.36), (6.37), (6.45), (6.46)
3	R_{d1}, R_{d2}	(6.26)
4	C_{f3}, C_{f4}	(6.35)
5	$R_{d\ cm2}$	(6.35), (6.47), (6.48)
6	R_{d3}, R_{d4}	(6.27)
7	$C_{f\ dm1}, C_{d\ dm1}$	(6.36), (6.37),
8	decisão sobre amortecimento adicional do filtro DM	(6.6), (6.7), (6.26), (6.40), (6.41), (6.49)
9	$C_{d\ dm2}$	(6.50), (6.51)
10	C_{d3}	(6.34)
11	$R_{d\ dm2}$	(6.7), (6.52), (6.53)
12	R_{d5}	(6.28)

7 EXEMPLO DE APLICAÇÃO: FILTRO INTEGRADO PARA MICROINVERSOR SEM TRANSFORMADOR DE 300 W

A maioria dos sistemas fotovoltaicos residenciais em operação atualmente empregam inversores *string* (ISE, 2014). No entanto, pesquisas de mercado publicadas no ano de 2013, preveem uma expansão da fatia de mercado ocupada pelos microinversores com um crescimento de até quatro vezes entre os anos de 2013 e 2017 (IHS, 2013), (GTM, 2013).

As principais vantagens apresentadas pelos microinversores são:

- redução do cabeamento CC;
- simplicidade e baixo custo de instalação;
- baixas perdas de geração de energia causadas por sombreamento parcial do gerador FV e por incompatibilidade de módulos;
- facilidade de expansão do sistema FV.

A principal desvantagem apresentada pelos microinversores, quando comparados aos inversores *string*, é o maior custo. Portanto, o desenvolvimento de soluções de baixo custo sem transformador pode contribuir para aumentar sua competitividade comercial (SHER e ADDOWEESH, 2012).

A Figura 7.1 apresenta o diagrama de blocos de um microinversor de dois estágios. O primeiro estágio é um conversor CC/CC elevador de tensão com alto ganho (ARAÚJO *et al.*, 2007), (WUHUA e XIANGNING, 2011) e o segundo é um conversor CC/CA, os dois conversores são não isolados.

Figura 7.1 – Diagrama de blocos do microinversor não isolado de dois estágios

Fonte: Produção do próprio autor

Nas próximas seções deste capítulo serão apresentados os tópicos listados a seguir:

- o projeto de um filtro integrado de modo comum e diferencial para o conversor CC/CA sem transformador de um microinversor para SFCR de 300 W;
- os resultados de simulação e experimentais;
- a análise de sensibilidade do filtro proposto à variação da capacitância parasita e da impedância da rede elétrica;
- a análise do comportamento do sistema de controle do inversor mediante variação da impedância da rede elétrica;
- a análise do impacto das correntes de modo comum e diferencial no dimensionamento dos indutores do lado do conversor.

7.1 PROJETO DO FILTRO INTEGRADO PARA MICROINVERSOR SEM TRANSFORMADOR DE 300W

Nesta seção é apresentado o projeto de um filtro integrado de modo comum e diferencial de acordo com o procedimento apresentado no capítulo 6. O inversor é do tipo fonte de tensão (VSI), com topologia em ponte completa e modulação PWM unipolar contínua. Os principais parâmetros utilizados no projeto do filtro integrado são apresentados na Tabela 7.1.

Tabela 7.1 – Parâmetros para projeto do filtro integrado

Parâmetro	Descrição	Valor
f_{rede}	frequência da rede elétrica	60 Hz
f_{sw}	frequência de chaveamento VSI	19980 Hz
$V_{rede\ RMS} = V_{base}$	valor RMS da tensão da rede elétrica / tensão base	220 V RMS
$V_{bus\ med}$	valor médio da tensão do barramento CC	385 Vcc
P_{max}	potência ativa máxima VSI	300 W
$C_{P\ min}$	capacitância parasita mínima	15 nF
$C_{P\ max}$	capacitância parasita máxima	300 nF
$L_{rede\ dm\ nom}$	valor nominal da indutância da rede elétrica	460 μ H
$L_{rede\ dm\ min}$	valor mínimo da indutância da rede elétrica	180 μ H
$S_{max} = S_{base}$	potência aparente máxima VSI / potência base	300 VA
Z_{base}	impedância base	161,33 Ω
L_{base}	indutância base	427,95 mH
C_{base}	capacitância base	16,44 μ F

No processo de dimensionamento dos componentes do filtro proposto é necessário definir um valor mínimo e um valor nominal para indutância da rede elétrica.

O valor mínimo da indutância da rede elétrica ($L_{rede\ dm\ min}$) é utilizado no processo de decisão sobre a utilização do indutor de modo diferencial no lado da rede elétrica (L_5) e também para dimensionar a indutância de modo diferencial ($L_{5\ dm}$). O valor de $L_{rede\ dm\ min}$ considerado neste trabalho é $180\ \mu\text{H}$ ($L_{rede\ A} = L_{rede\ B} = 90\ \mu\text{H}$) correspondente ao alimentador disponível no Laboratório de Eletrônica de Potência da EPUSP. Esse valor foi estimado a partir da medição do tempo de comutação de um retificador monofásico de onda completa a diodo alimentando uma carga RL (MOHAN *et al.*, 1995). Esse retificador foi conectado a rede elétrica no ponto de conexão da montagem experimental.

O valor nominal da indutância da rede elétrica ($L_{rede\ dm\ nom}$) é utilizado no processo de decisão sobre o emprego de amortecimento adicional do filtro de modo diferencial e também para dimensionar o resistor de amortecimento do circuito de modo diferencial R_{d5} . O circuito adicional de amortecimento passivo de modo diferencial, RC *parallel damper* composto por R_{d5} e C_{d3} (em azul na Figura 6.7), apresenta amortecimento otimizado para o valor de indutância $L_{rede\ dm}$ considerado na eq.(6.52). O valor de $L_{rede\ dm\ nom}$ considerado neste caso é $460\ \mu\text{H}$. Esse valor foi adotado considerando a norma JIS C 61000-3-2:2011 (JIS, 2012), (SC77A, 2001). Essa norma define uma impedância de referência, com indutância de $460\ \mu\text{H}$, para fonte de alimentação utilizada nos testes de emissão de harmônicos de corrente.

Além da norma JIS C 61000-3-2:2011, que foi considerada para definição de $L_{rede\ dm\ nom}$ no projeto do filtro proposto, outra referência que também trata do mesmo assunto é o relatório técnico IEC/TR 61000-3-15 (IEC, 2010). Esse documento define a utilização de uma impedância de referência no teste de emissão de harmônicos para sistemas de geração distribuída conectados em rede elétrica de baixa tensão (*system level test*) (PERERA *et al.*, 2013). O valor da indutância de modo diferencial da rede elétrica $L_{rede\ dm}$ definida nesse relatório técnico é $663\ \mu\text{H}$. Esse valor é obtido a partir da impedância de referência ($0,4\ \Omega + j0,25\ \Omega$) proposta pelo relatório técnico IEC/TR 60725 (IEC, 2012).

Nas próximas seções deste trabalho será apresentada uma análise de sensibilidade do filtro à variação de parâmetros considerando uma ampla faixa de variação da indutância da rede, que inclui os valores mencionados acima.

A primeira parte do processo de dimensionamento do filtro proposto considera o filtro integrado sem amortecimento passivo e obedece a sequência de cálculos apresentada na Tabela 6.1.

Cálculos dos componentes do filtro integrado sem amortecimento passivo:

i) Cálculo de L_{dm1} ;

➤ Adota-se $r \% = 10\%$ e demais parâmetros conforme Tabela 7.1.

$$I_{rede\ pico} = \frac{S_{max} \cdot \sqrt{2}}{V_{rede\ RMS}} = \frac{300 \cdot \sqrt{2}}{220} = 1,928\text{ A} \quad (7.1)$$

$$\Delta_{iLdm\ pp} = \frac{r \%}{100} \cdot I_{rede\ pico} = \frac{10}{100} \cdot 1,928 = 0,1928\text{ A} \quad (7.2)$$

$$L_{dm1} = \frac{V_{bus\ med}}{8 \cdot f_{sw} \cdot \Delta_{iLdm\ pp}} = \frac{385}{8 \cdot 19980 \cdot 0,1928} \cong 12\text{ mH} \quad (7.3)$$

ii) Cálculo de L_1, L_2 ;

$$L_1 = L_2 = \frac{L_{dm1}}{2} = \frac{12 \times 10^{-3}}{2} = 6\text{ mH} \quad (7.4)$$

iii) Cálculo de L_{cm} ;

$$L_{cm} = \frac{L_1}{2} = \frac{L_2}{2} = \frac{6 \times 10^{-3}}{2} = 3\text{ mH} \quad (7.5)$$

iv) Cálculo de C_{cm1} ;

➤ Adota-se $f_{res\ cm1} = 1100\text{ Hz}$.

$$\begin{aligned} C_{cm1} &= \left[\frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{res\ cm1})^2 \cdot L_{cm}} \right] - C_{P\ max} = \\ &= \left[\frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 1100)^2 \cdot 3 \times 10^{-3}} \right] - 300 \times 10^{-9} = 6,68 \times 10^{-6} \cong 6\text{ }\mu\text{F} \end{aligned} \quad (7.6)$$

v) Cálculo de C_1, C_2 ;

$$C_1 = C_2 = \frac{C_{cm1}}{2} = \frac{6 \times 10^{-6}}{2} = 3\text{ }\mu\text{F} \quad (7.7)$$

vi) Cálculo de C_{dm} ;

$$C_{dm} = \frac{C_1}{2} = \frac{C_2}{2} = \frac{3 \times 10^{-6}}{2} = 1,5\text{ }\mu\text{F} \quad (7.8)$$

vii) Cálculo de $f_{res\ dm}$ para decidir se L_5 deve ser utilizado;

➤ Considera-se como valor mínimo da indutância da rede elétrica $L_{rede\ dm\ min} = L_{dm2} = 180\ \mu\text{H}$, de acordo com a discussão apresentada no início desta seção.

$$L_{dm\ eq} = \frac{L_{dm1} \cdot L_{dm2}}{L_{dm1} + L_{dm2}} = \frac{12 \times 10^{-3} \cdot 180 \times 10^{-6}}{12 \times 10^{-3} + 180 \times 10^{-6}} = 177,34\ \mu\text{H} \quad (7.9)$$

$$\begin{aligned} f_{res\ dm} &= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{dm\ eq} \cdot C_{dm}}} = \\ &= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{177,34 \times 10^{-6} \cdot 1,5 \times 10^{-6}}} = 9,758\ \text{kHz} \end{aligned} \quad (7.10)$$

$$10f_{rede} \leq f_{res\ dm} \leq f_{sw} \rightarrow 600\ \text{Hz} \leq f_{res\ dm} \leq 19,98\ \text{kHz} \quad (7.11)$$

O valor de $f_{res\ dm}$ está dentro do intervalo ($600\ \text{Hz} \leq f_{res\ dm} \leq 19,98\ \text{kHz}$). Portanto, não será utilizado indutor L_5 nesse caso.

viii) Cálculo de $L_{4\ cm}$;

➤ Adota-se $f_{res\ cm2} = 4 \cdot f_{res\ cm1} = 4400\ \text{Hz}$.

$$\begin{aligned} L_{4\ cm} &= \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{res\ cm2})^2 \cdot \left(\frac{C_{cm1} \cdot C_{P\ max}}{C_{cm1} + C_{P\ max}} \right)} = \\ &= \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 4400)^2 \cdot \left(\frac{6 \times 10^{-6} \cdot 300 \times 10^{-9}}{6 \times 10^{-6} + 300 \times 10^{-9}} \right)} = 4,58\ \text{mH} \end{aligned} \quad (7.12)$$

ix) Cálculo de C_3, C_4 .

➤ Adota-se $f_{res\ cm2} = 9900\ \text{Hz}$ ($< f_{sw}/2$).

$$\begin{aligned} C_3 = C_4 &= \left\{ \left[\frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{res\ cm2})^2 \cdot L_{4\ cm} \cdot 2} \right] - C_{P\ min} \right\} \cdot 0,5 = \\ &= \left\{ \left[\frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 9900)^2 \cdot 4,58 \times 10^{-3}} \right] - 15 \times 10^{-9} \right\} \cdot 0,5 = 20,71 \times 10^{-9} \cong 22\ \text{nF} \end{aligned} \quad (7.13)$$

A segunda parte do processo de dimensionamento considera o filtro integrado com amortecimento passivo e obedece a sequência de cálculos apresentada na Tabela 6.2.

Cálculos dos elementos de amortecimento passivo do filtro integrado:

i) Cálculo de $C_{f1}, C_{f2}, C_{d1}, C_{d2}$;

$$C_{f1} = C_{f2} = C_{d1} = C_{d2} = C_1/2 = C_2/2 = 3 \times 10^{-6}/2 = 1,5\ \mu\text{F} \quad (7.14)$$

ii) Cálculo de $R_{d\ cm1}$;

$$C_{d\ cm1} = 2 \cdot C_{d1} = 2 \cdot C_{d2} = 2 \cdot 1,5 \times 10^{-6} = 3\ \mu\text{F} \quad (7.15)$$

$$C_{f\ cm1} = 2 \cdot C_{f1} = 2 \cdot C_{f2} = 2 \cdot 1,5 \times 10^{-6} = 3\ \mu\text{F} \quad (7.16)$$

$$n_{cm1} = \frac{C_{d\ cm1}}{C_{f\ cm1}} = \frac{3 \times 10^{-6}}{3 \times 10^{-6}} = 1 \quad (7.17)$$

$$\begin{aligned} R_{d\ cm1} &= \sqrt{\frac{L_{cm1}}{C_{f\ cm1}}} \cdot \left(\frac{n_{cm1} + 1 + \sqrt{n_{cm1} + 1}}{2 \cdot n_{cm1}} \right) = \\ &= \sqrt{\frac{3 \times 10^{-3}}{3 \times 10^{-6}}} \cdot \left(\frac{1 + 1 + \sqrt{1 + 1}}{2 \cdot 1} \right) = 53,98\ \Omega \end{aligned} \quad (7.18)$$

iii) Cálculo de R_{d1}, R_{d2} ;

$$R_{d1} = R_{d2} = (2 \cdot R_{d\ cm1}) = 2 \cdot 53,98 = 107,97 \cong 110\ \Omega \quad (7.19)$$

iv) Cálculo de C_{f3}, C_{f4} .

$$C_{f3} = C_{f4} = C_3 = C_4 = 22\ \text{nF} \quad (7.20)$$

v) Cálculo de $R_{d\ cm2}$;

$$C_{f\ cm2} = 2 \cdot C_{f3} = 2 \cdot C_{f4} = 2 \cdot 22 \times 10^{-9} = 44\ \text{nF} \quad (7.21)$$

$$\omega_{res\ cm2} \cong \frac{1}{\sqrt{L_{4\ cm} \cdot C_{f\ cm2}}} = \frac{1}{\sqrt{4,58 \times 10^{-3} \cdot 44 \times 10^{-9}}} = 70443\ \text{rad/s} \quad (7.22)$$

$$R_{d\ cm2} = \frac{1}{3 \cdot \omega_{res\ cm2} \cdot C_{f\ cm2}} = \frac{1}{3 \cdot 70443 \cdot 44 \times 10^{-9}} = 107,54\ \Omega \quad (7.23)$$

vi) Cálculo de R_{d3}, R_{d4} ;

$$R_{d3} = R_{d4} = (2 \cdot R_{d\ cm2}) = 2 \cdot 107,54 = 215,08 \cong 220\ \Omega \quad (7.24)$$

vii) Cálculo de $C_{d\ dm1}$ e $C_{f\ dm1}$;

$$C_{d\ dm1} = \frac{C_{d1}}{2} = \frac{C_{d2}}{2} = \frac{1,5 \times 10^{-6}}{2} = 750\ \text{nF} \quad (7.25)$$

$$C_{f\ dm1} = \frac{C_{f1}}{2} = \frac{C_{f2}}{2} = \frac{1,5 \times 10^{-6}}{2} = 750\ \text{nF} \quad (7.26)$$

viii) Cálculo de $R_{d\ dm1}$ para decidir se deve ser utilizado um circuito adicional de amortecimento do filtro de modo diferencial;

➤ Considera-se como valor nominal da indutância da rede elétrica $L_{rede\ dm\ nom} = L_{dm2} = 460\ \mu\text{H}$, de acordo com a norma JIS C 61000-3-2:201 (JIS, 2012).

$$L_{dm\ eq} = \frac{L_{dm1} \cdot L_{dm2}}{L_{dm1} + L_{dm2}} = \frac{12 \times 10^{-3} \cdot 460 \times 10^{-6}}{12 \times 10^{-3} + 460 \times 10^{-6}} = 443\ \mu\text{H} \quad (7.27)$$

$$R_{d\ dm1} = 2 \cdot R_{d1} = 2 \cdot R_{d2} = 2 \cdot 110 = 220\ \Omega \quad (7.28)$$

$$\begin{aligned} f_{res\ dm\ min\ (C_{d\ dm2}=0)} &= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{dm\ eq} \cdot (C_{f\ dm1} + C_{d\ dm1})}} = \\ &= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{443 \times 10^{-6} \cdot (750 \times 10^{-9} + 750 \times 10^{-9})}} = 6,174\ \text{kHz} \end{aligned} \quad (7.29)$$

$$\begin{aligned} f_{res\ dm\ max} &= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{dm\ eq} \cdot C_{f\ dm1}}} = \\ &= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{443 \times 10^{-6} \cdot 750 \times 10^{-9}}} = 8,731\ \text{kHz} \end{aligned} \quad (7.30)$$

$$\frac{0,5}{\pi \cdot f_{res\ dm\ min\ (C_{d\ dm2}=0)} \cdot C_{d\ dm1}} \leq R_{d\ dm1} \leq \frac{0,5 \cdot (C_{d\ dm1} + C_{f\ dm1})}{\pi \cdot f_{res\ dm\ max} \cdot C_{d\ dm1} \cdot C_{f\ dm1}}$$

$$\frac{0,5}{\pi \cdot 6174 \cdot 750 \times 10^{-9}} \leq R_{d\ dm1} \leq \frac{0,5 \cdot (750 \times 10^{-9} + 750 \times 10^{-9})}{\pi \cdot 8731 \cdot 750 \times 10^{-9} \cdot 750 \times 10^{-9}}$$

$$34,37\ \Omega \leq R_{d\ dm1} \leq 48,61\ \Omega \quad (7.31)$$

O valor da resistência $R_{d\ dm1} = 220\ \Omega$ está fora do intervalo ($34,37\ \Omega \leq R_{d\ dm1} \leq 48,61\ \Omega$). Portanto, será utilizado um circuito adicional de amortecimento do circuito DM.

ix) Cálculo de $C_{d\ dm2}$;

$$\begin{aligned} C_{d\ dm2} &= \frac{20 \cdot (C_{f\ dm1} + C_{d\ dm1})}{100} = \\ &= \frac{20 \cdot (750 \times 10^{-9} + 750 \times 10^{-9})}{100} = 300 \times 10^{-9} \cong 330\ \text{nF} \end{aligned} \quad (7.32)$$

x) Cálculo de C_{d3} ;

$$C_{d3} = C_{d\ dm2} = 330\ \text{nF} \quad (7.33)$$

xi) Cálculo de $R_{d\ dm2}$;

➤ Considera-se como valor nominal da indutância da rede elétrica $L_{rede\ dm} = L_{dm2} = 460\ \mu\text{H}$ de acordo com a norma JIS C 61000-3-2:2011 (JIS, 2012).

$$n_{dm2} = \frac{C_{d\ dm2}}{C_{f\ dm1}} = \frac{330 \times 10^{-9}}{750 \times 10^{-9}} = 0,44 \quad (7.34)$$

$$L_{dm\ eq} = \frac{L_{dm1} \cdot L_{dm2}}{L_{dm1} + L_{dm2}} = \frac{12 \times 10^{-3} \cdot 460 \times 10^{-6}}{12 \times 10^{-3} + 460 \times 10^{-6}} = 443\ \mu\text{H} \quad (7.35)$$

$$\begin{aligned} R_{d\ dm2} &= \sqrt{\frac{L_{dm\ eq}}{C_{f\ dm1}}} \cdot \left(\frac{n_{dm2} + 1 + \sqrt{n_{dm2} + 1}}{2 \cdot n_{dm2}} \right) = \\ &= \sqrt{\frac{443 \times 10^{-6}}{750 \times 10^{-9}}} \cdot \left(\frac{0,44 + 1 + \sqrt{0,44 + 1}}{2 \cdot 0,44} \right) = 72,08 \cong 82\ \Omega \end{aligned} \quad (7.36)$$

xii) Cálculo de R_{d5} .

$$R_{d5} = R_{d\ dm2} = 82\ \Omega \quad (7.37)$$

A Tabela 7.2 apresenta a lista de componentes dimensionados para o filtro integrado de modo comum e diferencial com amortecimento passivo da Figura 6.7.

Considerando os valores de base do conversor apresentados na Tabela 7.1, a indutância L_{dm1} (12 mH) representa 2,8% da indutância de base (L_{base}) e a capacitância C_{dm1} (1,83 μF), definida pela eq.(6.51), representa 11,13% da capacitância de base (C_{base}).

Tabela 7.2 – Componentes do filtro integrado com amortecimento passivo

Parâmetro	Valor
L_1, L_2	6 mH
$L_{4\ cm}$	4,58 mH
$C_{f1}, C_{f2}, C_{d1}, C_{d2}$	1,5 μF
C_{f3}, C_{f4}	22 nF
C_{d3}	330 nF
R_{d1}, R_{d2}	110 Ω
R_{d3}, R_{d4}	220 Ω
R_{d5}	82 Ω

7.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS DO MICROINVERSOR DE 300 W COM FILTRO INTEGRADO

O circuito simplificado do inversor com filtro integrado utilizado na simulação e na montagem experimental é apresentado na Figura 7.2. As resistências dos indutores são omitidas para maior clareza da ilustração. Fotos da montagem experimental são apresentadas no Apêndice C.

Figura 7.2 – Esquema elétrico simplificado do circuito simulado

Fonte: Produção do próprio autor

A Tabela 7.3 apresenta a lista de componentes utilizados na montagem experimental e os valores dos parâmetros utilizados na simulação. Para os parâmetros não mencionados na Tabela 7.3 foram utilizados os valores listados na Tabela 7.1.

A tensão da rede elétrica (v_{rede}), a tensão do barramento CC (v_{bus}) e a corrente do indutor L_1 (i_{L1}) são as variáveis monitoradas para realização do controle do inversor. A corrente de fuga ($i_{Leakage}$) é medida conforme indicado na Figura 7.2.

O valor da indutância da rede considerado na simulação é o valor estimado da indutância no ponto de conexão da montagem experimental ($L_{rede\ dm} = 180\ \mu\text{H}$). O valor da indutância da rede ($L_{rede\ dm} = 460\ \mu\text{H}$) utilizado no cálculo da resistência de amortecimento $R_{d\ dm2}$ é considerado na análise de sensibilidade do filtro à variação da indutância da rede, que é apresentada nas próximas seções deste capítulo. Além da indutância da rede com valores mínimo ($L_{rede\ dm} = 180\ \mu\text{H}$) e nominal ($L_{rede\ dm} = 460\ \mu\text{H}$), será analisada a influência de uma indutância com valor elevado ($L_{rede\ dm} = 4,9\ \text{mH}$), que representa um alimentador com baixa capacidade de curto circuito (rede fraca).

O valor da resistência da rede $R_{rede\ dm} = 0,38\ \Omega$ ($R_{rede\ A} = R_{rede\ B} = 0,19\ \Omega$) definido pela norma JIS C 61000-3-2:2011 (JIS, 2012), (SC77A, 2001) foi considerado na simulação.

Na simulação e na montagem experimental, o inversor opera conectado entre duas fases (tensão de linha de 220 V RMS) de um sistema de distribuição de energia elétrica do tipo estrela com neutro aterrado 127 V / 220 V.

Tabela 7.3 – Lista de componentes utilizados na montagem experimental e parâmetros utilizados na simulação

Parâmetro	Valor utilizado na simulação	Dados dos componentes utilizados na montagem experimental
L_1, L_2	6 mH	6mH - 2 núcleos toroidais de pó de ferro empilhados (APH33P60), 222 espiras, fio 20AWG, Dimensões (D=40,0 x A=30,0) mm
R_{L1}, R_{L2}	0,5 Ω	
$L_{4\ cm}$	4,3 mH	4,3mH - núcleo toroidal de ferrite (ZW42207), 24 espiras (cada enrolamento), fio 20AWG, Dimensões (E=12,0 x A=23,0 x L=25,0) mm
$L_{4\ dm}$	22 μ H	
R_{L4a}, R_{L4b}	33 m Ω	
$C_{f1}, C_{f2}, C_{d1}, C_{d2}$	1,5 μ F	1,5 μ F/305Vac - Capacitor de filme metálico (polipropileno) Dimensões (E=10,0 x A=18,5 x L=26,5) mm
C_{f3}, C_{f4}	22 nF	22nF/300Vac - Capacitor de filme metálico (polipropileno) Dimensões (E=10,0 x A=18,5 x L=26,5) mm
C_{d3}	330 nF	330nF/275Vac - Capacitor de filme metálico (polipropileno) Dimensões (E=6,0 x A=17,5 x L=18,0) mm
R_{d1}, R_{d2}	110 Ω	110 Ω /3W - Resistor de filme metálico PR03
R_{d3}, R_{d4}	220 Ω	220 Ω /2W - Resistor de filme metálico PR02
R_{d5}	82 Ω	82 Ω /3W - Resistor de filme metálico PR03
R_{gnd}	5 Ω	-----
C_p	150 nF	-----
C_{bus1}	800 μ F	-----
$L_{rede\ A} = L_{rede\ B}$	90 μ H	-----
$R_{grid\ A} = R_{grid\ B}$	0,19 Ω	-----
$I_{ref\ P}$	1,93 A pico	-----
$I_{ref\ Q}$	0 A pico	-----

Dimensões: Espessura (E), Altura (A), Largura (L), Diâmetro (D).

Um capacitor de 150 nF é conectado entre o terminal negativo do barramento CC e o terra da rede elétrica para emular a capacitância parasita do gerador FV (C_p). O valor da capacitância foi escolhido por representar aproximadamente o valor médio de capacitância parasita considerando um gerador FV de 300 W, composto por módulos de silício cristalino

(50 e 150 nF/kWp) ou módulos de filmes finos (1 μ F/kWp), de acordo com os valores apresentados em (MYRZIK e CALAIS, 2003).

A tensão do barramento CC, representada na Figura 7.2 pela fonte de tensão V_{bus1} , é obtida a partir de um retificador trifásico com filtro capacitivo apresentado na Figura 7.3.

Figura 7.3– Fonte de tensão do barramento CC com retificador trifásico isolado

Fonte: Produção do próprio autor

A isolamento entre o barramento CC e a rede elétrica é obtida por meio de um transformador isolador trifásico, que é alimentado por um autotransformador variável trifásico (VARIAC 3- ϕ) conectado a rede elétrica.

O diagrama de blocos do sistema de controle do inversor é apresentado na Figura 7.4. Os blocos dentro da área (C BLOCK) foram implementados em linguagem C. Para simulação foi utilizado o *Simplified C Block* do software PSIM e para montagem experimental foi utilizado o *Digital Signal Controller* (DSC) TMS320F28335. Na Figura 7.4, v_{G1} , v_{G2} , v_{G3} e v_{G4} são os sinais de comando das chaves S_1 , S_2 , S_3 e S_4 do inversor apresentado na Figura 7.2.

Figura 7.4 – Diagrama de blocos do sistema de controle do inversor

Fonte: Produção do próprio autor

O bloco PLL (*Phase Locked Loop*) é responsável por fornecer os sinais senoidais de referência em fase ($v_{\parallel}$) e em quadratura ($v_{\perp}$) com a tensão da rede elétrica. O PLL utilizado nesse trabalho foi implementado conforme proposto por (MARAFÃO *et al.*, 2004). O controlador PI do PLL foi ajustado de acordo com o método proposto por (AMA *et al.*, 2014).

A tensão da rede elétrica é o sinal de entrada do bloco PLL, que fornece em sua saída sinais senoidais com amplitude unitária e baixíssima distorção harmônica. O sinal ($v_{\parallel}$), que apresenta a mesma fase da tensão da rede, é o sinal de referência para injeção de potência ativa na rede elétrica. O sinal ($v_{\perp}$), que apresenta 90° de defasagem atrasado em relação à tensão da rede, é o sinal de referência para injeção de potência reativa na rede elétrica.

A referência de corrente ($i_{L1\text{ref}}$) é composta pela soma de duas parcelas: 1) uma parcela em fase com a tensão da rede elétrica com valor de pico definido por I_{refP} , que é proporcional à potência ativa injetada pelo inversor; e 2) uma parcela que apresenta 90° de defasagem atrasada em relação à tensão da rede elétrica com valor de pico definido por I_{refQ} . Para valores positivos de I_{refQ} essa parcela é proporcional à potência reativa (capacitiva) fornecida pelo inversor. Para valores negativos de I_{refQ} essa parcela é proporcional à potência reativa (indutiva) absorvida pelo inversor para I_{refQ} . O sistema de controle foi desenvolvido para possibilitar a provisão de potência reativa em conformidade com as normas mais recentes para inversores utilizados em SFCR (VDE, 2011), (CEI, 2012), (ABNT, 2013a). No entanto, como esse requisito só é exigido para inversores com potência acima de 3 kW, na norma brasileira NBR 16149 (ABNT, 2013a), neste trabalho será adotado $I_{refQ} = 0$.

O controlador de corrente é representado pelo bloco G_{Ci} , neste trabalho emprega-se um controlador PI com anti-windup (BUSO e MATTAVELLI, 2006) para controlar a corrente no indutor L_1 (indutor do lado do conversor). Os valores do ganho proporcional (k_p) e da constante de tempo integral (T_i) do controlador PI são $k_p = 110$ e $T_i = 750,75 \mu s$. O ajuste do controlador, que é discutido na seção 7.5 deste trabalho, foi realizado a partir dos critérios propostos em (MARTINZ *et al.*, 2010). A implementação em tempo discreto utiliza PWM com amostragem regular e simétrica (*Symmetrical Regular Sampled PWM*) (LIPO e HOLMES, 2003), também referido como *Single Update Sampled PWM* (BUSO e MATTAVELLI, 2006), (HOFFMANN *et al.*, 2011). A frequência de amostragem (f_A) é igual à frequência de chaveamento do conversor (19,98 kHz).

Para obter um melhor desempenho do controlador PI, aplicado no rastreamento de sinal de referência senoidal, a tensão da rede elétrica é somada ao sinal de saída do controlador de corrente, essa técnica é referida na literatura como pré-alimentação (*feedforward*) da tensão da

rede (MARTINZ, 2013) ou *back electromotive force (EMF) decoupling* (RYAN e LORENZ, 1995), (HOLMES *et al.*, 2009).

O sinal de saída do controlador de corrente somado à tensão da rede elétrica é dividido pela tensão do barramento CC (v_{bus}), desse modo o ganho da planta não varia em função da tensão do barramento CC. Essa técnica é referida como *DC Bus Voltage Decoupling* por (RYAN e LORENZ, 1995).

O controlador PI, que é utilizado nesse exemplo de aplicação devido à simplicidade de implementação, baixo esforço computacional e desempenho satisfatório, não produz erro nulo de amplitude e fase em regime permanente quando empregado no rastreamento de referência senoidal. No entanto, como demonstrado em (HOLMES *et al.*, 2009) e (MARTINZ, 2013), por meio de ajuste otimizado do ganho proporcional (k_p), da constante de tempo integral (T_i) e da utilização de pré-alimentação da tensão da rede, é possível reduzir o erro de rastreamento em regime permanente. Desse modo, obtém-se um bom desempenho do sistema de controle, o que torna o controlador PI uma opção viável para essa aplicação.

Em aplicações que exigem erro nulo em regime permanente para rastreamento de referência senoidal pode-se utilizar o controlador PI implementado no sistema de referência síncrono *dq* (*Synchronous Reference Frame*) ou o controlador Proporcional Ressonante (PR) no sistema de referência estacionário (*Stationary Reference Frame*) (ZMOOD e HOLMES, 2003), (BUSO e MATTAVELLI, 2006), (TEODORESCU *et al.*, 2011). Na seção 7.5 deste trabalho será apresentada uma análise do comportamento da malha de controle de corrente considerando a variação da indutância da rede elétrica.

Para verificar a necessidade de utilização do filtro de modo comum e a efetividade do filtro integrado proposto foram analisados dois casos descritos a seguir:

- 1) Filtro CM OFF - microinversor operando apenas com filtro de modo diferencial. Para esse caso, a simulação e as medições na montagem experimental foram realizadas abrindo a conexão entre os pontos O e M da Figura 7.2 e removendo o indutor de modo comum L_4 do circuito.
- 2) Filtro CM ON - microinversor operando com filtro integrado de modo comum e diferencial. Para esse caso, o filtro apresenta a configuração da Figura 7.2, pontos O e M interligados e indutor L_4 presente no circuito.

As formas de onda obtidas por simulação são apresentadas nas Figuras 7.5 (Filtro CM OFF) e 7.6 (Filtro CM ON). As formas de onda obtidas da montagem experimental são apresentadas nas Figuras 7.7 (Filtro CM OFF) e 7.8 (Filtro CM ON).

Figura 7.5 – Filtro CM OFF (simulação): v_{rede} ; i_{rede} ; $i_{Leakage}$.

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 7.6 – Filtro CM ON (simulação): v_{rede} ; i_{rede} ; $i_{Leakage}$.

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 7.7 – Filtro CM OFF (experimental): ch2(ciano) - v_{rede} (500V/div); ch4(verde) - i_{rede} (1A/div); ch1(azul) - $i_{Leakage}$ (1A/div). (4ms/div).

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 7.8 – Filtro CM ON (experimental): ch2(ciano) - v_{rede} (500V/div); ch4(verde) - i_{rede} (1A/div); ch3(magenta) - $i_{Leakage}$ (40mA/div). (4ms/div).

Fonte: Produção do próprio autor

A Tabela 7.4 apresenta os resultados obtidos por simulação e por medições na montagem experimental. A distorção harmônica total (THD_x) da tensão da rede (THD_v) e da corrente injetada na rede (THD_i) é calculada por meio da eq.(7.38) (MOHAN *et al.*, 1995), onde (X_1) é o valor RMS da componente fundamental da tensão (V_1) ou corrente (I_1), obtida por meio de análise FFT (*Fast Fourier Transform*) executada com o software SIMVIEW/PSIM.

A maior ordem harmônica (N) considerada no cálculo da distorção harmônica total foi selecionada de acordo com os critérios apresentados a seguir:

- $N = 40$, conforme requerido pela norma IEEE 1547:2003 (IEEE, 2003);
- $N = 671 [(2f_{sw} + 5f_{rede})/f_{rede}]$, selecionado para possibilitar a avaliação do desempenho do filtro considerando as componentes de alta frequência até o primeiro grupo de harmônicos de modo diferencial, os quais estão localizados em torno do dobro da frequência de chaveamento (f_{sw}) para modulação unipolar contínua (LIPO e HOLMES, 2003).

$$THD_{x(N)}(\%) = 100 \cdot \sqrt{\sum_{h=2}^N \left(\frac{X_h}{X_1}\right)^2} \quad (7.38)$$

Tabela 7.4 – Resultados de simulação e experimentais: filtro de modo comum ligado e desligado

Parâmetro	Simulação		Experimental	
	Filtro CM OFF	Filtro CM ON	Filtro CM OFF	Filtro CM ON
$I_{rede\ RMS}$	1,396 A	1,385 A	1,297 A	1,289 A
$I_{Leakage\ RMS}$	359,4 mA	3,884 mA	336,7 mA	4,289 mA
P	302,3 W	302,2 W	282,3 W	285,0 W
FP	0,981	0,989	0,980	0,990
$THD_{v(40)}$	0,016%	0,017%	2,692%	2,377%
$THD_{v(671)}$	0,117%	0,094%	4,850%	2,645%
$THD_{i(40)}$	2,719%	2,895%	4,328%	4,085%
$THD_{i(671)}$	13,18%	2,925%	11,38%	4,222%
$P_{Rd\ total}$	*	930,6 mW	*	694,8 mW

* Medida não realizada, por que esta condição (Filtro CM OFF) serve apenas para mostrar que o filtro de modo comum é necessário para atender os limites de corrente de fuga estabelecidos pelas normas.

Os resultados de simulação e experimentais apresentados na Tabela 7.4 mostram que a corrente de fuga ($i_{Leakage}$) sem o filtro de modo comum (Filtro CM OFF) é maior do que 300 mA RMS. Esse valor é maior que o limite estabelecido pelas normas VDE V-0-126-1-1 e IEC 62109-2.

Com o filtro integrado de modo comum e diferencial (Filtro CM ON) em operação, a corrente de fuga medida na montagem experimental foi de apenas 4,289 mA. Esse valor é inferior a corrente mínima de atuação de um RCD com corrente nominal de 30 mA, que pode ser acionado a partir de 15 mA (COTRIM, 2008). Portanto, com o filtro integrado proposto é possível atender os requisitos das normas VDE V-0-126-1-1 e IEC 62109-2 considerando o caso mais restritivo, no qual a proteção contra corrente residual excessiva é implementada por meio de um RCD.

É importante notar que a corrente de fuga obtida com o filtro integrado em operação é composta principalmente por uma componente de baixa frequência causada pela tensão de modo comum da rede elétrica ($v_{rede\ cm}$).

O sistema de distribuição de energia elétrica considerado na simulação e utilizado na montagem experimental (estrela com neutro aterrado 127 V / 220 V) apresenta tensão de modo comum $V_{rede\ cm\ RMS} = 63,5$ V. A reatância da capacitância parasita ($C_p = 150$ nF) em 60 Hz é 17684 Ω . Considerando $v_{rede\ cm}$ e a reatância capacitiva obtém-se uma corrente de modo comum de 3,59 mA, que representa 92,4% do valor de $I_{Leakage\ RMS}$ obtido por

simulação (3,884 mA), o que confirma a efetividade do filtro proposto na atenuação das componentes de alta frequência da corrente de modo comum.

A atenuação das componentes de alta frequência da corrente de modo comum também pode ser verificada pelos resultados obtidos para distorção harmônica total. Na Tabela 7.4, os resultados de simulação e experimentais mostram uma redução significativa de $THD_{i(671)}$. Para o caso simulado que considera a rede elétrica como uma fonte de tensão ideal com indutância série equivalente de 90 μH e resistência de 0,19 Ω por fase, obteve-se $THD_{v(671)} = 0,094\%$. Nessa condição, a redução de $THD_{i(671)}$ foi de 13,18% para 2,925%. Os resultados experimentais com a tensão da rede distorcida ($THD_{v(671)} = 2,645\%$) mostram uma redução de $THD_{i(671)}$ de 11,38% para 4,222%.

A potência dissipada nos resistores de amortecimento ($P_{Rd\ total}$), considerando os resultados experimentais, representa 0,244% da potência injetada na rede elétrica, confirmando que o circuito de amortecimento passivo utilizado produz baixas perdas.

7.3 INFLUÊNCIA DA VARIAÇÃO DA INDUTÂNCIA DA REDE NO COMPORTAMENTO DO FILTRO DE MODO DIFERENCIAL

A impedância da rede elétrica pode apresentar uma grande variação, causando o deslocamento da frequência de ressonância do filtro de modo diferencial (LISERRE *et al.*, 2006). Esta seção analisa o comportamento do filtro de modo diferencial sob uma grande variação da indutância da rede ($L_{rede\ dm}$).

O projeto do filtro integrado foi realizado considerando a impedância da rede elétrica definida pela norma JIS C 61000-3-2:2011 ($L_{rede\ dm} = 460\ \mu\text{H}$, $R_{rede\ dm} = 0,38\ \Omega$), (JIS, 2012), (SC77A, 2001). No entanto, é bem conhecido que a indutância da rede elétrica pode apresentar uma grande variação, causando o deslocamento da frequência de ressonância do filtro de modo diferencial (LISERRE *et al.*, 2004), (LISERRE *et al.*, 2006), (CASTILLA *et al.*, 2009), (MASSING *et al.*, 2012), (WEIMIN, ZHE, *et al.*, 2013), (WEIMIN, YUNJIE, MIN, *et al.*, 2014), como pode ser confirmado pela eq.(6.17).

Para avaliar o comportamento do filtro de modo diferencial operando nas condições de rede elétrica fraca (com indutância elevada) e forte (com baixa indutância), apresenta-se na Figura 7.9 o diagrama de Bode da função de transferência $i_{rede\ dm}(s)/v_{dm}(s)$, obtida a partir do circuito de modo diferencial (Figura 6.9), (ver Apêndice B).

Figura 7.9 – Diagrama de Bode $i_{rede\ dm}(s)/v_{dm}(s)$ para $L_{rede\ dm}$: 180 μ H (—) (vermelho); 460 μ H (o — o) (preto); 4,9mH ($\square$ — $\square$) (azul).

Fonte: Produção do próprio autor

No diagrama de Bode da Figura 7.9 são considerados os valores da indutância e da resistência da rede elétrica listados a seguir ($L_{rede\ dm} - R_{rede\ dm}$): 1) 180 μ H – 0,38 Ω ; 2) 460 μ H – 0,38 Ω ; e 3) 4,9 mH – 1,48 Ω . Os valores dos parâmetros do filtro considerados nesta análise são apresentados na Tabela 7.3. Os limites definidos pela inequação 6.18 ($10f_{rede} < f_{res\ dm} < f_{sw}$) são indicados na Figura 7.9.

Para condição de rede forte ($L_{rede\ dm} = 180\ \mu$ H), o pico de ressonância amortecido está localizado em 12,2 kHz, que é menor do que um terço da frequência do primeiro grupo de harmônicos de modo diferencial, os quais estão localizados em torno do dobro da frequência de chaveamento (39,96 kHz). Portanto, o critério de projeto definido pela inequação (6.18) é satisfeito e uma boa atenuação do grupo mais importante de harmônicos de modo diferencial é obtida mesmo numa condição de rede elétrica forte.

Para uma condição de rede fraca ($L_{rede\ dm} = 4,9\ \text{mH}$), o pico de ressonância amortecido é deslocado para 2,4 kHz, que é 40 vezes maior do que a frequência da rede elétrica. Portanto, a frequência de ressonância está localizada com uma distância segura em relação aos harmônicos de baixa ordem, que aparecem quando a tensão da rede elétrica apresenta distorção, satisfazendo a inequação (6.18).

7.4 INFLUÊNCIA DA VARIAÇÃO DA INDUTÂNCIA DA REDE E DA CAPACITÂNCIA PARASITA NO COMPORTAMENTO DO FILTRO DE MODO COMUM

O valor da capacitância parasita do módulo FV (C_p) pode apresentar uma grande variação dependendo da tecnologia do módulo FV e das condições ambientais (SMA, 2014a). Essa variação resulta no deslocamento das frequências de ressonância de modo comum, como pode ser confirmado pelas equações (6.15) e (6.16).

O diagrama de Bode da função de transferência $i_{Leakage}(s)/v_{cm}(s)$, obtida a partir do circuito de modo comum (Figura 6.8) (ver Apêndice B) é apresentado na Figura 7.10, onde são considerados os parâmetros a seguir ($L_{rede\ cm} - R_{rede\ cm} - C_p$): 1) 1,225 mH - 0,37 Ω - 300 nF; 2) 45 μ H - 0,095 Ω - 15 nF; 3) 1,225 mH - 0,37 Ω - 15 nF; e 4) 45 μ H - 0,095 Ω - 300 nF. Os valores dos parâmetros do filtro considerados nesta análise são apresentados na Tabela 7.3. O limite mínimo definido pela inequação 6.19 ($10f_{rede} \leq f_{res\ cm1}$) e o limite máximo definido pela inequação 6.20 ($f_{res\ cm2} \leq f_{sw}/2$) são indicados na Figura 7.10.

Figura 7.10 – Diagrama de Bode $i_{Leakage}(s)/v_{cm}(s)$ para: $L_{rede\ cm}=1,225\text{mH}$, $C_p=300\text{nF}$ ($\square-\square$) (azul); $L_{rede\ cm}=45\mu\text{H}$, $C_p=15\text{nF}$ (---) (vermelho); $L_{rede\ cm}=1,225\text{mH}$, $C_p=15\text{nF}$ ($\circ-\cdots-\circ$) (preto); $L_{rede\ cm}=45\mu\text{H}$, $C_p=300\text{nF}$ ($-\cdots-$) (magenta).

Fonte: Produção do próprio autor

A Figura 7.10 mostra que, para o valor mínimo da capacitância parasita ($C_p = 15\text{ nF}$), o segundo pico de ressonância amortecido está localizado em 10 kHz. Essa é aproximadamente

a metade da frequência do primeiro grupo de harmônicos de modo comum, que estão localizados em torno da frequência de chaveamento (19,98 kHz).

Para capacitância parasita máxima ($C_p = 300$ nF), o segundo pico de ressonância amortecido está localizado aproximadamente em 4 kHz. Portanto, o critério de projeto definido pela inequação (6.20) é satisfeito.

O primeiro pico de ressonância amortecido está localizado aproximadamente em 1,43 kHz, que é 23,8 vezes maior do que a frequência da rede elétrica para todas as condições analisadas. Portanto, o critério de projeto definido pela inequação (6.19) é satisfeito.

É importante notar que a variação da indutância de modo comum da rede elétrica ($L_{rede\ cm}$) tem muito pouco efeito na resposta em frequência da função de transferência $i_{Leakage}(s)/v_{cm}(s)$ e na atenuação da corrente de fuga. Portanto, a variação da capacitância parasita é predominante para a localização do segundo pico de ressonância.

A análise apresentada nesta seção mostra que, mesmo considerando uma grande variação nos valores de C_p and $L_{rede\ cm}$, os picos de ressonância se mantêm amortecidos e localizados a uma distância segura dos harmônicos de modo comum. Isso ocorre para os harmônicos de alta frequência, que são produzidos pelo inversor, e também para os harmônicos de baixa frequência, que são produzidos pela tensão de modo comum da rede elétrica. Desse modo, os critérios de projeto definidos pelas inequações (6.20) e (6.19) são atendidos.

7.5 INFLUÊNCIA DA VARIAÇÃO DA INDUTÂNCIA DA REDE NO COMPORTAMENTO DA MALHA DE CONTROLE DE CORRENTE

O diagrama de blocos da malha de controle de corrente é apresentado na Figura 7.11.

Figura 7.11 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente

Fonte: Produção do próprio autor

A corrente no indutor L_1 (i_{L1}) é a variável controlada. O bloco $G_{Ci}(z)$ representa um controlador PI discretizado por meio da transformação bilinear (ou de Tustin). Para evitar que

o sinal de erro ($i_{L1\text{err}}$) assuma valores elevados durante transitórios, que pode resultar em tempo de acomodação longo e sobressinal elevado, emprega-se a estratégia de anti-windup com limite dinâmico da ação integral (BUSO e MATTAVELLI, 2006), (MARTINZ, 2013).

O ajuste do controlador PI foi realizado a partir dos critérios propostos em (MARTINZ *et al.*, 2010) para implementação em tempo contínuo. Os valores dos parâmetros obtidos de (MARTINZ *et al.*, 2010) foram considerados como valores iniciais para o ajuste do controlador em tempo discreto. Os valores finais dos parâmetros do controlador em tempo discreto foram obtidos por meio da ferramenta SISO Design Tool que faz parte do software MATLAB, de modo a obter margens de fase e de ganho adequadas, e um bom compromisso entre tempo de acomodação e sobressinal (OGATA, 2010). Os valores do ganho proporcional (k_p) e da constante de tempo integral (T_i) do controlador PI são $k_p = 110$ e $T_i = 750,75 \mu\text{s}$. A implementação em tempo discreto utiliza PWM com amostragem regular e simétrica, onde a frequência de amostragem é igual à frequência de chaveamento do conversor (19,98 kHz).

O bloco z^{-1} representa o atraso de cálculo de um período de amostragem, período de tempo entre a amostragem da variável controlada e a atualização do modulador PWM (BUSO e MATTAVELLI, 2006), (HOFFMANN *et al.*, 2011), (MARTINZ, 2013).

O bloco $G_p(z)$ representa a função de transferência da planta discretizada pelo método do segurador de ordem zero (ZOH - *Zero Order Holder*). A função de transferência $G_p(z)$ é obtida a partir da transformada Z da função de transferência da planta em tempo contínuo, $G_p(s) = i_{Ldm}(s)/v_{dm}(s)$ (ver Apêndice B), precedida por um segurador de ordem zero (ZOH). O ZOH corresponde a uma aproximação da dinâmica de atraso do modulador PWM com amostragem regular, (LISERRE *et al.*, 2005), (BUSO e MATTAVELLI, 2006), (DANNEHL *et al.*, 2011), (PARKER *et al.*, 2014b), (NASCIMENTO FILHO *et al.*, 2014), (PEÑA-ALZOLA, LISERRE, BLAABJERG, ORDONEZ e YONGHENG, 2014).

O sinal de saída do controlador de corrente somado à tensão da rede elétrica é dividido pela tensão do barramento CC (v_{bus}), desse modo o ganho da planta não varia em função da tensão do barramento CC (RYAN e LORENZ, 1995). Por esse motivo, o inversor é considerado um ganho unitário.

As grandezas elétricas do circuito são medidas por meio de sensores de tensão e corrente e convertidas pelo conversor analógico digital (ADC) do DSC. Os resultados do ADC são multiplicados por um fator de ganho, no firmware implementado no DSC, que compensa os ganhos associados aos sensores e aos circuitos de condicionamento de sinais. Por esse motivo, considera-se o ganho dos sensores como sendo unitário.

O diagrama de Bode da função de transferência $i_{Ldm}(s)/v_{dm}(s)$, apresentado na Figura 7.12, considera os valores listados a seguir para as partes indutiva e resistiva da impedância da rede elétrica ($L_{rede\ dm} - R_{rede\ dm}$): 1) 180 μH – 0,38 Ω ; 2) 460 μH – 0,38 Ω ; e 3) 4,9 mH – 1,48 Ω . Os parâmetros do filtro considerados na análise são listados na Tabela 7.3.

Figura 7.12 – Diagrama de Bode $i_{Ldm}(s)/v_{dm}(s)$ para $L_{rede\ dm}$: 180 μH (—) (vermelho); 460 μH (o - - - o) (preto); 4,9mH ($\square$ - - $\square$) (azul).

Fonte: Produção do próprio autor

A função de transferência de malha aberta do sistema $G_{OL}(z)$ é definida pela eq.(7.39).

$$G_{OL}(z) = G_{Ci}(z)G_P(z)z^{-1} \quad (7.39)$$

O diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta $G_{OL}(z)$, considerando as três combinações de $L_{rede\ dm}$ e $R_{rede\ dm}$ listadas acima, é apresentado na Figura 7.13. A Tabela 7.5 apresenta as margens de estabilidade obtidas a partir do diagrama de Bode apresentado na Figura 7.13.

Tabela 7.5 – Margens de estabilidade do sistema de controle para $L_{rede\ dm}$: 180 μH ; 460 μH ; 4,9mH.

Parâmetro	$L_{rede\ dm}$		
	180 μH	460 μH	4,9 mH
Margem de fase (MF)	43,1°	43,9°	55,6°
Frequência de cruzamento de ganho (ω_{cg})	1,46 kHz	1,43 kHz	972 Hz
Margem de ganho (MG)	6,61 dB	6,88 dB	5,38 dB
Frequência de cruzamento de fase (ω_{cp})	3,22 kHz	3,22 kHz	3,50 kHz

Figura 7.13 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta $G_{OL}(z)$ para $L_{rede\ dm}$: 180 μ H (—) (vermelho); 460 μ H (o - - - o) (preto); 4,9mH ($\square$ - - $\square$) (azul).

Fonte: Produção do próprio autor

O diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta $G_{OL}(z)$ apresenta, em cada um dos três casos, apenas uma frequência de cruzamento de ganho (ω_{cg}), frequência na qual o módulo da função de transferência de malha aberta é unitário (ou 0 dB). A margem de fase (MF) e a margem de ganho (MG) são positivas, mostrando que o sistema é estável para todas as condições analisadas (OGATA, 2010).

Para verificar a resposta transitória do sistema de controle é aplicado um degrau na referência de corrente de 0,965 para 1,93 A_{pico}. As formas de onda obtidas por simulação para $L_{rede\ dm} = 180\ \mu$ H, $R_{rede\ dm} = 0,38\ \Omega$ e $L_{rede\ dm} = 4,9\ \text{mH}$, $R_{rede\ dm} = 1,48\ \Omega$ são apresentadas, respectivamente, nas Figuras 7.14 e 7.15, onde $i_{L1\ ref}$ é a referência de corrente,

i_{L1} é a corrente no indutor L_1 , e $i_{rede A}$ é a corrente injetada na rede elétrica. Para os parâmetros não mencionados são considerados os valores listados na Tabela 7.3.

As Figuras 7.14 e 7.15 mostram que o máximo sobressinal percentual ($M_p\%$) (OGATA, 2010) da corrente injetada na rede é 17,55% para $L_{rede dm} = 180 \mu\text{H}$ e 34,54% para $L_{rede dm} = 4,9 \text{ mH}$. Considera-se o valor de pico da corrente $i_{rede A}$ obtido no próximo ciclo após a aplicação do degrau na referência como o valor de regime permanente.

Figura 7.14 – Aplicação de degrau na referência de corrente de 0,965 para 1,93 A_{pico} com $L_{rede dm} = 180 \mu\text{H}$:

superior $i_{L1 ref}$ (preto) e i_{L1} (cinza); inferior $i_{rede A}$.

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 7.15 – Aplicação de degrau na referência de corrente de 0,965 para 1,93 A_{pico} com $L_{rede dm} = 4,9 \text{ mH}$:

superior $i_{L1 ref}$ (preto) e i_{L1} (cinza); inferior $i_{rede A}$.

Fonte: Produção do próprio autor

As Figuras 7.16 e 7.17 apresentam as formas de onda obtidas a partir de medições realizadas na montagem experimental. Para $L_{rede\ dm} = 180\ \mu\text{H}$, $M_p\% = 19,76\%$ e para $L_{rede\ dm} = 4,9\ \text{mH}$, $M_p\% = 30,87\%$.

Figura 7.16 – Degrau na referência de corrente de 0,965 para 1,93 A_{pico} com $L_{rede\ dm} = 180\ \mu\text{H}$: superior ch2(ciano) - $i_{L1\ ref}$ (1A/div) e ch3(magenta) - i_{L1} (1A/div); inferior ch4(verde) - $i_{rede\ A}$ (1A/div). (4ms/div).

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 7.17 – Degrau na referência de corrente de 0,965 para 1,93 A_{pico} com $L_{rede\ dm} = 4,9\ \text{mH}$: superior ch2(ciano) - $i_{L1\ ref}$ (1A/div) e ch3(magenta) - i_{L1} (1A/div); inferior ch4(verde) - $i_{rede\ A}$ (1A/div). (4ms/div).

Fonte: Produção do próprio autor

A análise apresentada nesta seção mostra que o sistema é estável para toda a faixa de variação considerada para o valor da indutância da rede elétrica $L_{rede\ dm}$. No entanto, o aumento de $L_{rede\ dm}$ piora a resposta dinâmica do sistema, que pode ser verificada pela redução da frequência de cruzamento de ganho e pelo aumento do sobressinal da corrente.

7.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS DO MICROINVERSOR DE 300 W CONSIDERANDO A VARIAÇÃO DA INDUTÂNCIA DA REDE E DA CAPACITÂNCIA PARASITA

Para verificar a operação do filtro com diferentes combinações de C_p e L_{rede} dois casos, selecionados entre as quatro combinações analisadas na seção 7.4, são analisados por meio de simulação e montagem experimental. O primeiro caso combina uma rede elétrica forte $L_{rede\ A} = L_{rede\ B} = 90\ \mu\text{H}$, que resulta em $L_{rede\ dm} = 180\ \mu\text{H}$ e $L_{rede\ cm} = 45\ \mu\text{H}$, com uma capacitância parasita elevada $C_p = 300\ \text{nF}$. O segundo caso combina uma rede elétrica fraca $L_{rede\ A} = L_{rede\ B} = 2,45\ \text{mH}$, que resulta em $L_{rede\ dm} = 4,9\ \text{mH}$ e $L_{rede\ cm} = 1,225\ \text{mH}$, com uma capacitância parasita de baixo valor $C_p = 22\ \text{nF}$.

Os principais resultados obtidos por simulação e por medições na montagem experimental são listados na Tabela 7.6. As formas de onda obtidas por simulação são apresentadas nas Figuras 7.18 e 7.19. As formas de onda obtidas por meio de medidas na montagem experimental são apresentadas nas Figuras 7.20 e 7.21.

Os resultados de simulação e experimentais mostram que a corrente de fuga medida na pior condição (8,029 mA) é menor que os limites definidos pelas normas VDE V-0-126-1-1 e IEC 62109-2. A distorção harmônica total da corrente injetada na rede (THD_i) está abaixo de 4,4%, o que confirma a efetividade do filtro integrado de modo comum e diferencial proposto operando com uma ampla variação de C_p and L_{rede} .

Tabela 7.6 – Resultados de simulação e experimentais: variação de C_p e L_{rede}

Parâmetro	Simulação		Experimental	
$L_{rede\ A} = L_{rede\ B}$	90 μH	2,45 mH	90 μH	2,45 mH
C_p	300 nF	22 nF	300 nF	22 nF
$I_{Leakage\ RMS}$	7,412 mA	1,129 mA	8,029 mA	941,1 μA
P	302,2 W	304,8 W	284,3 W	286,8 W
FP	0,989	0,989	0,991	0,989
$THD_v\ (671)$	0,093%	0,624%	2,568%	3,158%
$THD_i\ (671)$	2,910%	3,614%	4,184%	4,361%

Figura 7.18 – Resultados de simulação $C_P = 300\text{nF}$, $L_{rede\ dm} = 180\mu\text{H}$, $L_{rede\ cm} = 45\mu\text{H}$: v_{rede} ; i_{rede} ; $i_{Leakage}$.

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 7.19 – Resultados de simulação $C_P = 22\text{nF}$, $L_{rede\ dm} = 4,9\text{mH}$, $L_{rede\ cm} = 1,225\text{mH}$: v_{rede} ; i_{rede} ; $i_{Leakage}$.

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 7.20 – Resultados experimentais $C_P = 300\text{nF}$, $L_{rede\ dm} = 180\mu\text{H}$, $L_{rede\ cm} = 45\mu\text{H}$: ch2(ciano) - v_{rede} (500V/div); ch4(verde) - i_{rede} (1A/div); ch3(magenta) - $i_{Leakage}$ (40mA/div). (4ms/div).

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 7.21 – Resultados experimentais $C_P = 22\text{nF}$, $L_{rede\ dm} = 4,9\text{mH}$, $L_{rede\ cm} = 1,225\text{mH}$: ch2(ciano) - v_{rede} (500V/div); ch4(verde) - i_{rede} (1A/div); ch3(magenta) - $i_{Leakage}$ (4mA/div). (4ms/div).

Fonte: Produção do próprio autor

7.7 IMPACTO DA CORRENTE DE MODO COMUM NO DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES DO LADO DO CONVERSOR

No filtro integrado proposto os indutores do lado do conversor (L_1 e L_2) são percorridos por correntes de modo comum e diferencial. As Figuras 7.5 e 7.7 (Filtro CM OFF) mostram uma corrente de modo comum com amplitude elevada. Essa corrente circula pelos indutores (L_1 e L_2) independentemente da presença do filtro de modo comum. As principais correntes que circulam no filtro são indicadas na Figura 7.22.

Figura 7.22 – Principais correntes do filtro integrado

Fonte: Produção do próprio autor

A partir do circuito da Figura 7.22 e das equações (7.40), (7.41) e (7.42), a componente de modo diferencial das correntes i_{L1} e i_{L2} (i_{Ldm}) é definida pela eq.(7.43) e a componente de modo comum (i_{Lcm}) é definida pela eq.(7.44). Nesse equacionamento despreza-se a parcela da corrente de fuga ($i_{Leakage}$), que é predominantemente de baixa frequência⁴. Ressalta-se que, para os casos analisados nas seções anteriores, $i_{Leakage}$ é aproximadamente 8 mA RMS no pior caso (com $C_p = 300$ nF) e i_{cm} é aproximadamente 300 mA RMS.

$$i_{cm} = i_{Ccm} + i_{Leakage} \cong i_{Ccm} \quad (7.40)$$

$$i_{L1} = i_{Ldm} + i_{Lcm} \quad (7.41)$$

$$i_{L2} = -i_{Ldm} + i_{Lcm} \quad (7.42)$$

$$i_{Ldm} = (i_{L1} - i_{L2})/2 \quad (7.43)$$

$$i_{Lcm} = i_{cm}/2 = (i_{L1} + i_{L2})/2 \quad (7.44)$$

O valor RMS da corrente está relacionado com a densidade de corrente e as perdas no cobre do enrolamento do indutor. O valor de pico da corrente está relacionado com a densidade de fluxo máxima no núcleo do indutor (MOHAN *et al.*, 1995). Esses parâmetros são utilizados no projeto físico dos indutores. Portanto, é necessário avaliar o impacto da corrente de modo comum (i_{cm}) nos valores RMS e de pico das correntes i_{L1} e i_{L2} .

As componentes mais significativas da corrente que circula pelos indutores L_1 e L_2 são: 1) a componente de modo diferencial senoidal na frequência da rede elétrica ($i_{L\,frede}$); 2) a ondulação da corrente de modo diferencial, com frequência igual ao dobro da frequência de chaveamento (Δ_{iLdm}); e 3) a ondulação da corrente de modo comum (Δ_{iLcm}), com frequência igual à frequência de chaveamento.

Considerando-se a tensão instantânea da rede como $V_{rede\,RMS} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta)$, a corrente no indutor L_1 como $I_{rede\,RMS} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta)$ e uma indutância de modo diferencial com baixa reatância na frequência da rede (2,8% no exemplo de aplicação apresentado na seção 7.1), obtém-se uma tensão de modo diferencial imposta pelo inversor de $M \cdot \sin(\theta') \cdot V_{bus\,med}$, onde ($\theta' \cong \theta$), ou seja, praticamente em fase com a componente fundamental da corrente no

⁴ O impacto da corrente $i_{Leakage}$ nas análises apresentadas é praticamente desprezível. No entanto, é importante notar que, devido ao posicionamento do sensor de corrente em série com o indutor L_1 e a imposição da corrente i_{L1} por meio do sistema de controle, a componente de baixa frequência de $i_{Leakage}$ é cancelada no ramo do circuito por onde circula a corrente controlada. Como consequência da imposição da corrente i_{L1} , a componente de baixa frequência da corrente $i_{Leakage}$ circula majoritariamente pelo indutor L_2 contribuindo para a corrente i_{L2} .

indutor. O índice de modulação da amplitude (M) é definido pela eq.(7.45) (DONG *et al.*, 2012).

$$M = \frac{V_{rede\ RMS} \cdot \sqrt{2}}{V_{bus\ med}} \quad (7.45)$$

Pode-se calcular o valor RMS de cada uma das parcelas mencionadas acima, $I_{L\ frede\ RMS}$, $\Delta_{iLdm\ RMS}$ e $\Delta_{iLcm\ RMS}$, respectivamente, por meio das equações (7.46), (7.47) (HYOSUNG e KYOUNG-HWAN, 2008), e (7.48) obtida de acordo com o procedimento apresentado em (HYOSUNG e KYOUNG-HWAN, 2008) e (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001).

$$I_{L\ frede\ RMS} \cong I_{rede\ RMS} = S_{max}/V_{rede\ RMS} \quad (7.46)$$

$$\Delta_{iLdm\ RMS} = \frac{V_{bus\ med}}{4 \cdot f_{sw} \cdot L_{dm}} \cdot \sqrt{\frac{9\pi M^4 - 64M^3 + 12\pi M^2}{72\pi}} \quad (7.47)$$

$$\Delta_{iLcm\ RMS} = \frac{\Delta_{icm\ RMS}}{2} = \frac{V_{bus\ med}}{16 \cdot f_{sw} \cdot L_{cm}} \cdot \sqrt{\frac{16M^3 - 9\pi M^2 + 6\pi}{18\pi}} \quad (7.48)$$

A partir dos valores RMS de cada parcela pode-se calcular o valor RMS total da corrente que circula pelos indutores L_1 e L_2 , $I_{L1\ RMS}$ e $I_{L2\ RMS}$, por meio da eq.(7.49) (MOHAN *et al.*, 1995). Essa equação é válida porque as raiais espectrais das três parcelas não são coincidentes (vide Figs. 4.21 e 4.22).

$$I_{L1\ RMS} = I_{L2\ RMS} = \sqrt{(I_{L\ frede\ RMS})^2 + (\Delta_{iLdm\ RMS})^2 + (\Delta_{iLcm\ RMS})^2} \quad (7.49)$$

O valor de pico da corrente que circula pelos indutores L_1 e L_2 , ($I_{L1\ pico}$ e $I_{L2\ pico}$), pode ser calculado somando-se as contribuições de $i_{L\ frede}$, Δ_{iLdm} e Δ_{iLcm} , no instante em que a componente fundamental da corrente que circula pelos indutores atinge o valor de pico.

As contribuições de $i_{L\ frede}$, Δ_{iLdm} e Δ_{iLcm} para $I_{L1\ pico}$ e $I_{L2\ pico}$ são definidas, respectivamente, por $I_{L\ frede\ pico}$ eq.(7.50), $\Delta_{iLdm\ pico}(\theta)$ eq.(7.51) (HYOSUNG e KYOUNG-HWAN, 2008), e $\Delta_{iLcm\ pico}(\theta)$ eq.(7.52) obtida de acordo com (HYOSUNG e KYOUNG-HWAN, 2008), (DONG *et al.*, 2012).

$$I_{L\ frede\ pico} \cong I_{rede\ pico} = (S_{max} \cdot \sqrt{2})/V_{rede\ RMS} \quad (7.50)$$

$$\Delta_{iLdm\ pico}(\theta) = \frac{V_{bus\ med}}{4 \cdot f_{sw} \cdot L_{dm}} \cdot [1 - M \cdot \sin(\theta)] \cdot M \cdot \sin(\theta) \quad (7.51)$$

$$\Delta_{iLcm\ pico}(\theta) = \frac{V_{bus\ med}}{16 \cdot f_{sw} \cdot L_{cm}} \cdot [1 - M \cdot \sin(\theta)] \quad (7.52)$$

A partir da contribuição de cada parcela, $I_{L\ frede\ pico}$, $\Delta_{iLdm\ pico}(\theta)$ e $\Delta_{iLcm\ pico}(\theta)$, pode-se calcular o valor de pico total da corrente que circula pelos indutores L_1 e L_2 , $I_{L1\ pico}$ e $I_{L2\ pico}$, por meio da eq.(7.53).

$$I_{L1\ pico} = I_{L2\ pico} \cong I_{L\ frede\ pico} + \Delta_{iLdm\ pico}(\theta) + \Delta_{iLcm\ pico}(\theta) \quad (7.53)$$

Considerando-se que o inversor opera com fator de potência unitário, injetando apenas potência ativa na rede elétrica, o valor de pico das correntes i_{L1} e i_{L2} ocorre em $(\theta = 90^\circ)$. Nesse caso, as expressões para o cálculo de $I_{L1\ pico}$ e $I_{L2\ pico}$ podem ser simplificadas, como definido pelas equações (7.54), (7.55) e (7.56).

$$\Delta_{iLdm\ pico\ (FP=1)} = \frac{V_{bus\ med}}{4 \cdot f_{sw} \cdot L_{dm}} \cdot (1 - M) \cdot M \quad (7.54)$$

$$\Delta_{iLcm\ pico\ (FP=1)} = \frac{V_{bus\ med}}{16 \cdot f_{sw} \cdot L_{cm}} \cdot (1 - M) \quad (7.55)$$

$$I_{L1\ pico} = I_{L2\ pico} \cong I_{L\ frede\ pico} + \Delta_{iLdm\ pico\ (FP=1)} + \Delta_{iLcm\ pico\ (FP=1)} \quad (7.56)$$

Na simulação e na montagem experimental considerou-se uma capacitância parasita $C_P = 300\text{ nF}$, $L_{rede\ A} = L_{rede\ B} = 90\text{ }\mu\text{H}$, que resulta em $L_{rede\ dm} = 180\text{ }\mu\text{H}$ e $L_{rede\ cm} = 45\text{ }\mu\text{H}$. Os valores dos parâmetros do filtro considerados nesta análise são apresentados na Tabela 7.3. Para os parâmetros não mencionados considera-se a Tabela 7.1.

- Cálculo de $I_{L1\ RMS}$ e $I_{L2\ RMS}$.

$$I_{L\ frede\ RMS} \cong S_{max}/V_{rede\ RMS} \cong 300/220 \cong 1,3636\text{ A} \quad (7.57)$$

$$M = \frac{V_{rede\ RMS} \cdot \sqrt{2}}{V_{bus\ med}} = \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{385} = 0,8081 \quad (7.58)$$

$$\begin{aligned} \Delta_{iLdm\ RMS} &= \frac{V_{bus\ med}}{4 \cdot f_{sw} \cdot L_{dm}} \cdot \sqrt{\frac{9\pi M^4 - 64M^3 + 12\pi M^2}{72\pi}} = \\ &= \frac{385}{4 \cdot 19980 \cdot 12 \times 10^{-3}} \cdot \sqrt{\frac{9\pi \cdot 0,808^4 - 64 \cdot 0,808^3 + 12\pi \cdot 0,808^2}{72\pi}} = \\ &= 0,0455\text{ A} \end{aligned} \quad (7.59)$$

$$\begin{aligned}\Delta_{iLcm RMS} &= \frac{V_{bus med}}{16 \cdot f_{sw} \cdot L_{cm}} \cdot \sqrt{\frac{16M^3 - 9\pi M^2 + 6\pi}{18\pi}} = \\ &= \frac{385}{16 \cdot 19980 \cdot 3 \times 10^{-3}} \cdot \sqrt{\frac{16 \cdot 0,808^3 - 9\pi \cdot 0,808^2 + 6\pi}{18\pi}} = 0,1586 A\end{aligned}\quad (7.60)$$

$$\begin{aligned}I_{L1 RMS} = I_{L2 RMS} &= \sqrt{(I_{L frede RMS})^2 + (\Delta_{iLdm RMS})^2 + (\Delta_{iLcm RMS})^2} = \\ &= \sqrt{(1,3636)^2 + (0,0455)^2 + (0,1586)^2} = 1,3740 A\end{aligned}\quad (7.61)$$

▪ Cálculo de $I_{L1 pico}$ e $I_{L2 pico}$.

$$I_{L frede pico} \cong (S_{max} \cdot \sqrt{2})/V_{rede RMS} \cong (300 \cdot \sqrt{2})/220 \cong 1,9284 A \quad (7.62)$$

$$\begin{aligned}\Delta_{iLdm pico (FP=1)} &= \frac{V_{bus med}}{4 \cdot f_{sw} \cdot L_{dm}} \cdot (1 - M) \cdot M = \\ &= \frac{385}{4 \cdot 19980 \cdot 12 \times 10^{-3}} \cdot (1 - 0,8081) \cdot 0,8081 = 0,0622\end{aligned}\quad (7.63)$$

$$\begin{aligned}\Delta_{iLcm pico (\theta)} &= \frac{V_{bus med}}{16 \cdot f_{sw} \cdot L_{cm}} \cdot (1 - M) = \\ &= \frac{385}{16 \cdot 19980 \cdot 3 \times 10^{-3}} \cdot [1 - 0,8081] = 0,0770\end{aligned}\quad (7.64)$$

$$\begin{aligned}I_{L1 pico} = I_{L2 pico} &\cong I_{L frede pico} + \Delta_{iLdm pico (\theta)} + \Delta_{iLcm pico (\theta)} \cong \\ &\cong 1,9284 + 0,0622 + 0,0770 \cong 2,068 A\end{aligned}\quad (7.65)$$

As formas de onda das principais correntes que circulam pelo filtro proposto, obtidas por simulação são apresentadas na Figura 7.23. As formas de onda obtidas na montagem experimental são apresentadas na Figura 7.24. As formas de onda das componentes de modo comum (i_{Lcm}) e modo diferencial (i_{Ldm}) apresentadas na Figura 7.25 foram obtidas a partir de i_{L1} e i_{L2} , obtidas experimentalmente, e pós-processadas por meio do software SIMVIEW/PSIM.

A Tabela 7.7 apresenta os principais resultados de simulação e experimentais, obtidos a partir das formas de onda apresentadas nas Figuras 7.23, 7.24 e 7.25. Além disso, são apresentados os valores de pico e RMS teóricos das correntes i_{L1} e i_{L2} calculados por meio das equações (7.49) e (7.56). Esses valores são de grande interesse prático, pois, são utilizados no processo de dimensionamento físico dos indutores (MOHAN *et al.*, 1995).

Figura 7.23 – Correntes no filtro integrado (simulação): i_{L1} (cinza); i_{L2} (preto); $i_{rede A}$; i_{Ccm} ; i_{Lcm} ; i_{Ldm} .

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 7.24 – Correntes no filtro integrado (experimental): ch2(ciano) - i_{L1} (2A/div); ch3(magenta) - i_{L2} (2A/div); ch4(verde) - $i_{rede A}$ (2A/div); ch1(azul) - i_{Ccm} (1A/div). (4ms/div).

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 7.25 – Correntes no filtro integrado (experimental): i_{Ldm} ; i_{Lcm} .

Fonte: Produção do próprio autor

Tabela 7.7 – Resultados de simulação e experimentais: principais correntes do filtro integrado

Parâmetro	Teórico		Simulação		Experimental	
	Valor RMS	Valor de pico	Valor RMS	Valor de pico	Valor RMS	Valor de pico
$i_{rede A}$	-----	-----	1,385 A	1,993 A	1,285 A	1,964 A
i_{L1}	1,374 A	2,068 A	1,386 A	2,116 A	1,289 A	1,981 A
i_{L2}	1,374 A	2,068 A	1,393 A	2,090 A	1,293 A	2,014 A
i_{Ldm}	-----	-----	1,380 A	2,054 A	1,282 A	1,923 A
i_{Lcm}	-----	-----	0,158 A	0,411 A	0,152 A	0,377 A
i_{Ccm}	-----	-----	0,318 A	0,823 A	0,300 A	0,686 A

Os resultados de simulação, apresentados na Figura 7.23, mostram que o módulo da corrente de modo comum i_{Lcm} atinge seu valor máximo ($i_{Lcm\ max}$) quando o módulo da corrente de modo diferencial i_{Ldm} apresenta seu valor mínimo ($i_{Ldm\ zero}$). O módulo da corrente i_{Ldm} atinge seu valor máximo ($i_{Ldm\ max}$) quando o módulo da corrente i_{Lcm} apresenta seu valor mínimo ($i_{Lcm\ min}$). Esse comportamento pode ser explicado pela análise dos gráficos das funções $[1 - M \cdot \sin(\theta)]$ (Figura 7.26) e $[1 - M \cdot \sin(\theta)] \cdot M \cdot \sin(\theta)$ (Figura 7.27).

Na Figura 7.26 o valor máximo da função $[1 - M \cdot \sin(\theta)]$, que é proporcional ao valor de pico da ondulação da corrente de modo comum $\Delta_{i_{Lcm\ pico}(\theta)}$ definida pela eq.(7.52), ocorre para $\theta = 0^\circ$ e $\theta = 180^\circ$. Para esses ângulos a componente fundamental da corrente i_{Ldm} e a função $[1 - M \cdot \sin(\theta)] \cdot M \cdot \sin(\theta)$, que é proporcional ao valor de pico da ondulação da corrente de modo diferencial $\Delta_{i_{Ldm\ pico}(\theta)}$ definida pela eq.(7.51), assumem valor nulo. Desse modo, $i_{Lcm\ max}$ coincide com o cruzamento por zero da componente fundamental da corrente injetada na rede para $FP = 1$.

A Figura 7.28 apresenta os valores de pico instantâneos das ondulações das correntes de modo comum $\Delta_{iLcm\ pico}(\theta)$ e modo diferencial $\Delta_{iLdm\ pico}(\theta)$. Os valores dos parâmetros do filtro considerados nesta análise são apresentados na Tabela 7.3. Para os parâmetros não mencionados considera-se a Tabela 7.1.

O valor mínimo da função $[1 - M \cdot \text{sen}(\theta)]$ ocorre para $\theta = 90^\circ$ (Figura 7.26). Para $\theta = 90^\circ$ e $M < 1$, a função $[1 - M \cdot \text{sen}(\theta)] \cdot M \cdot \text{sen}(\theta)$ assume valor não nulo (Figura 7.27), que resulta em uma ondulação de corrente de modo diferencial de baixa amplitude (Figura 7.28). Desse modo, $\Delta_{iLcm\ pico}$ e $\Delta_{iLdm\ pico}$, contribuem pouco com o valor de pico das correntes i_{L1} e i_{L2} .

Figura 7.26 – Gráfico da função $[1 - M \cdot \text{sen}(\theta)]$ para: $M=1$; $M=0,8$; e $M=0,5$.

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 7.27 – Gráfico da função $[1 - M \cdot \text{sen}(\theta)] \cdot M \cdot \text{sen}(\theta)$, para: $M=1$; $M=0,8$; e $M=0,5$.

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 7.28 – Valores de pico instantâneos das ondulações das correntes de modo comum $\Delta_{iLcm\ pico}(\theta)$ e modo diferencial $\Delta_{iLdm\ pico}(\theta)$

Fonte: Produção do próprio autor

O comportamento das correntes de modo comum e diferencial analisado acima explica porque, apesar da circulação de uma corrente de modo comum no filtro ($i_{Ccm} = 318$ mA RMS) que representa 22,96% da corrente injetada na rede elétrica ($i_{rede\ A} = 1,385$ A RMS), os valores de pico e RMS da corrente que circula pelos indutores L_1 e L_2 são muito próximos dos valores obtidos para corrente de modo diferencial (i_{Ldm})⁵, conforme listado a seguir:

- Considerando os resultados de simulação as relações entre i_{L1} e i_{Ldm} são:
 - $I_{L1\ RMS} = 1,386$ A é 0,43 % maior que $I_{Ldm\ RMS} = 1,380$ A;
 - $I_{L1\ pico} = 2,116$ A é 3,02 % maior que $I_{Ldm\ pico} = 2,054$ A.
- Considerando os resultados de simulação as relações entre i_{L2} e i_{Ldm} são:
 - $I_{L2\ RMS} = 1,393$ A é 0,94% maior que $I_{Ldm\ RMS} = 1,380$ A;
 - $I_{L2\ pico} = 2,090$ A é 1,75% maior que $I_{Ldm\ pico} = 2,054$ A.
- Considerando os resultados experimentais as relações entre i_{L1} e i_{Ldm} são:
 - $I_{L1\ RMS} = 1,289$ A é 0,55% maior que $I_{Ldm\ RMS} = 1,282$ A;
 - $I_{L1\ pico} = 1,981$ A é 3,01% maior que $I_{Ldm\ pico} = 1,923$ A.

⁵ Essa seria a corrente circulante pelos indutores para um filtro somente de modo diferencial sem a presença de corrente de modo comum (sem C_p e sem a conexão entre os pontos O e M na Figura 7.22).

- Considerando os resultados experimentais as relações entre i_{L2} e i_{Ldm} são:
 - $I_{L2\ RMS} = 1,293\text{ A}$ é 0,86% maior que $I_{Ldm\ RMS} = 1,282\text{ A}$;
 - $I_{L2\ pico} = 2,014\text{ A}$ é 4,73% maior que $I_{Ldm\ pico} = 1,923\text{ A}$.

Analisando as relações entre as correntes que circulam pelos indutores, pode-se concluir que, o dimensionamento dos indutores não sofre impacto significativo operando como filtro de modo comum e diferencial, pois, os valores de pico e RMS das correntes são muito próximos dos valores obtidos para operação do filtro apenas com corrente de modo diferencial.

8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O estudo apresentado nesta dissertação analisou o mecanismo de produção da corrente de fuga em inversores sem transformador utilizados em SFCR. Foram considerados inversores do tipo fonte de tensão monofásicos com topologia em ponte completa. Nessa análise identificou-se que, a tensão de modo comum total variante no tempo é a fonte responsável pela corrente de fuga que circula pela capacitância parasita dos módulos FV e sua estrutura metálica aterrada.

Foram identificadas quatro componentes que podem contribuir para a tensão de modo comum total, duas delas produzidas pela tensão da rede elétrica e duas produzidas pelo inversor.

Demonstrou-se que a corrente de fuga produzida pela tensão da rede elétrica pode representar um limitante, em relação à potência máxima do gerador FV, quando se emprega RCD de alta sensibilidade (30 mA RMS) para proteção contra corrente residual excessiva. Por outro lado, quando se emprega RCMU para detecção de corrente residual excessiva, considerando-se os limites estabelecidos pelas normas VDE 0-126-1-1 e IEC 62109-2 (300 mA RMS) e a faixa de potência típica dos inversores monofásicos para SFCR. Mostrou-se que, nesse caso, a corrente de fuga causada pela contribuição da tensão da rede elétrica não representa uma limitação significativa.

Demonstrou-se que, para a topologia em ponte completa empregando as estratégias de modulação que produzem tensão de modo diferencial com três níveis, a tensão de modo comum produzida pelo inversor fornece a maior contribuição para corrente de fuga. Isso ocorre porque essa tensão de modo comum apresenta forma de onda modulada em largura de pulso e frequência elevada (tipicamente algumas dezenas de kHz).

Entre as estratégias de modulação discutidas neste trabalho, a modulação PWM bipolar, que produz tensão de modo diferencial com dois níveis, é a única que apresenta tensão de modo comum produzida pelo inversor, idealmente constante. No entanto, essa estratégia não é uma opção tipicamente utilizada em inversores comerciais, porque ela exige filtro de harmônicos para a componente de modo diferencial da corrente de saída mais volumoso e com maior custo. Além disso, o emprego dessa estratégia de modulação também resulta em menor rendimento do conversor.

Foram discutidas as principais estratégias propostas na literatura para minimização da corrente de fuga em inversores monofásicos sem transformador para SFCR, utilizando a topologia em ponte completa ou estruturas derivadas. Essas estratégias incluem os filtros de

modo comum, que podem ser ativos ou passivos, e as topologias modificadas por meio da inclusão de chaves semicondutoras adicionais desenvolvidas a partir da topologia em ponte completa convencional, que utiliza quatro chaves.

Este trabalho propôs um filtro integrado de modo comum e diferencial, com amortecimento passivo, para a minimização da corrente de fuga em inversores sem transformador para SFCR.

Foi apresentado um exemplo de aplicação, que tratou do conversor CC/CA de um microinversor sem transformador com potência de 300 W para SFCR, empregando o filtro proposto. Nesse exemplo de aplicação foi utilizado um inversor do tipo fonte de tensão com topologia em ponte completa convencional (quatro chaves) e modulação unipolar contínua. Foi aplicado o procedimento de projeto proposto para o dimensionamento dos componentes do filtro e do circuito de amortecimento passivo.

Resultados de simulação e experimentais mostram que o filtro proposto mantém a corrente de fuga em conformidade com as normas VDE 0-126-1-1:2006 e IEC 62109-2:2011. Esses resultados também confirmam que o circuito de amortecimento passivo utilizado produz o amortecimento apropriado das ressonâncias do filtro com baixas perdas (0,244% da potência injetada na rede).

A distorção harmônica total da corrente, considerando até o primeiro grupo de harmônicos de modo diferencial (40,26 kHz), foi mantida abaixo de 4,4% utilizando o filtro proposto.

A análise do desempenho do filtro proposto, considerando a variação da indutância da rede elétrica e da capacitância parasita, também mostrou a efetividade do filtro operando com uma grande variação dos parâmetros mencionados.

A análise do comportamento da malha de controle de corrente mostrou que o sistema de controle se mantém estável mesmo com uma grande variação da indutância da rede elétrica.

A análise das principais correntes que circulam pelo filtro proposto mostrou que a corrente de modo comum tem um impacto pequeno no dimensionamento dos indutores do lado do conversor.

As sugestões para o desenvolvimento de trabalhos futuros são:

- Estudo da aplicação de estratégias de amortecimento ativo e híbrido para os circuitos de modo comum e diferencial do filtro proposto;
- Estudo da aplicação de controladores PI no sistema de referência síncrono dq e controladores PR na malha de controle de corrente.

- Estudo da aplicação de múltiplos controladores PR para melhoria do THD e minimização dos harmônicos de baixa ordem na corrente injetada na rede elétrica.
- Estudo da aplicabilidade do filtro proposto em inversores sem transformador de maior potência (na faixa de alguns kW).
- Desenvolvimento de um procedimento de projeto considerando inversores de maior potência (na faixa de alguns kW) empregando amortecimento ativo, passivo e híbrido das ressonâncias do filtro integrado de modo comum e modo diferencial.

REFERÊNCIAS

ABINEE. **Propostas para Inserção da Energia Solar Fotovoltaica na Matriz Elétrica Brasileira**. Grupo Setorial de Sistemas Fotovoltaicos da ABINEE. 2012

ABNT. **NBR 5410 - Instalações elétricas de baixa tensão**: ABNT 2004.

ABNT. **NBR IEC 62116 - Procedimento de ensaio de anti-ilhamento para inversores de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica**: ABNT 2012.

ABNT. **NBR 16149 - Sistemas fotovoltaicos (FV) - Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição** ABNT 2013a.

ABNT. **NBR 16150 - Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição – Procedimento de ensaio de conformidade** ABNT 2013b.

ABU-RUB, H.; MALINOWSKI, M.; AL-HADDAD, K. **Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications**. Wiley, 2014. ISBN 9781118755518.

AES-ELETROPAULO. **Livro de instruções gerais, baixa tensão** 2007.

AES-ELETROPAULO. **NT- 6.012 - Requisitos Mínimos para Interligação de Microgeração e Minigeração Distribuída com a Rede de Distribuição da AES Eletropaulo com Paralelismo Permanente Através do Uso de Inversores - Consumidores de Média e de Baixa Tensão** 2012.

AHFOCK, T. L. A. B., LESLIE DC offset elimination in a single-phase grid-connected photovoltaic system. 16th Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC), 2006, Melbourne, Australia., 10-13 Dec.

AHMED-MAHMOUD, A. **POWER CONDITIONING UNIT FOR SMALL SCALE HYBRID PV-WIND GENERATION SYSTEM**

2010. Ph.D. Thesis, New and Renewable Energy Group School of Engineering and Computing Sciences, Durham University, UK.

AHMED, A.; LI, R. Precise detection and elimination of grid injected DC from single phase inverters. **International Journal of Precision Engineering and Manufacturing**, v. 13, n. 8, p. 1341-1347, 2012/08/01 2012. ISSN 2234-7593.

AKAGI, H.; HASEGAWA, H.; DOUMOTO, T. Design and performance of a passive EMI filter for use with a voltage-source PWM inverter having sinusoidal output voltage and zero common-mode voltage. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 4, p. 1069-1076, 2004. ISSN 0885-8993.

AMA, N. R. N. et al. Adaptive single phase moving average filter PLLs: analysis, design, performance evaluation and comparison. **Przegląd Elektrotechniczny**, p. 180-188, 2014. ISSN 0033-2097.

ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST, Módulo 3 – Acesso ao Sistema de Distribuição, Revisão 5.** 2012a

ANEEL. **RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 482, DE 17 DE ABRIL DE 2012** 2012b.

ANEEL. **RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 517, DE 11 DE DEZEMBRO DE 2012** 2012c.

ANEEL. Banco de informações de geração - matriz de energia elétrica. 2014. Disponível em: < <http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/operacaocapacidadebrasil.asp> >. Acesso em: 10 Mai. 2014.

ARAUJO, S. V.; ZACHARIAS, P.; MALLWITZ, R. Highly Efficient Single-Phase Transformerless Inverters for Grid-Connected Photovoltaic Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 9, p. 3118-3128, 2010. ISSN 0278-0046.

ARAUJO, S. V.; ZACHARIAS, P.; SAHAN, B. Novel grid-connected non-isolated converters for photovoltaic systems with grounded generator. Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, 2008, june. p.58 -65.

ARAUJO, S. V. et al. Analysis and proposition of a PV module integrated converter with high voltage gain capability in a non-isolated topology. 7th International Conference on Power Electronics, 2007. ICPE '07. , 2007, 22-26 Oct. 2007. p.511-517.

BAOJIAN, J.; JIANHUA, W.; JIANFENG, Z. High-Efficiency Single-Phase Transformerless PV H6 Inverter With Hybrid Modulation Method. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 5, p. 2104-2115, 2013. ISSN 0278-0046.

BARATER, D. et al. Active Common-Mode Filter for Ground Leakage Current Reduction in Grid-Connected PV Converters Operating With Arbitrary Power Factor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 8, p. 3940-3950, 2014. ISSN 0278-0046.

BERBA, F.; ATKINSON, D.; ARMSTRONG, M. Minimisation of DC current component in transformerless Grid-connected PV inverter application. 10th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2011, 8-11 May 2011. p.1-4.

BERBA, F.; ATKINSON, D.; ARMSTRONG, M. A review of minimisation of output DC current component methods in single-phase grid-connected inverters PV applications. 2nd International Symposium on Environment Friendly Energies and Applications (EFEA) 2012, 25-27 June 2012. p.296-301.

BIN, G. et al. High Reliability and Efficiency Single-Phase Transformerless Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 5, p. 2235-2245, 2013. ISSN 0885-8993.

BLASKO, V.; KAURA, V. A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 33, n. 2, p. 542-550, 1997. ISSN 0093-9994.

BLEWITT, W. M. et al. Approach to low-cost prevention of DC injection in transformerless grid connected inverters. **IET Power Electronics**, v. 3, n. 1, p. 111-119, 2010. ISSN 1755-4535.

BO, Y. et al. Improved Transformerless Inverter With Common-Mode Leakage Current Elimination for a Photovoltaic Grid-Connected Power System. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 2, p. 752-762, 2012. ISSN 0885-8993.

BONALDO, J. P.; PAREDES, H. K. M.; POMILIO, J. A. Controle Flexível para Conversores Monofásicos Conectados a Sistemas Elétricos Distorcidos de Baixa Tensão. **Eletrônica de Potência**, v. 19, n. 4, p. 354-367, 2015. ISSN 14148862.

BOWTELL, L. **Power quality and efficiency improvements for transformerless grid connected PV inverters**. 2010. Ph.D. Dissertation, Faculty of Engineering and Surveying - Department of Electrical, Electronic and Computer Engineering, University of Southern Queensland

BOWTELL, L.; AHFOCK, A. Direct current offset controller for transformerless single-phase photovoltaic grid-connected inverters. **IET Renewable Power Generation**, v. 4, n. 5, p. 428-437, 2010. ISSN 1752-1416.

BRADASCHIA, F. et al. Eliminating leakage currents in transformerless Z-source inverters for photovoltaic systems. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE) 2011, 27-30 June. p.251-256.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics**. Morgan & Claypool Publishers, 2006. 1-158 ISBN 1931-9525.

BUTICCHI, G. et al. Digital Control of Actual Grid-Connected Converters for Ground Leakage Current Reduction in PV Transformerless Systems. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 8, n. 3, p. 563-572, 2012. ISSN 1551-3203.

BUTICCHI, G.; LORENZANI, E.; FRANCESCHINI, G. A DC Offset Current Compensation Strategy in Transformerless Grid-Connected Power Converters. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 26, n. 4, p. 2743-2751, 2011. ISSN 0885-8977.

CALAIS, M.; AGELIDIS, V. G. Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Proceedings. ISIE '98. , 1998, 7-10 Jul. p.224-229 vol.1.

CASTILLA, M. et al. Control Design Guidelines for Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters With Damped Resonant Harmonic Compensators. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 11, p. 4492-4501, 2009. ISSN 0278-0046.

CAVALCANTI, M. C. et al. Modulation Techniques to Eliminate Leakage Currents in Transformerless Three-Phase Photovoltaic Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 4, p. 1360-1368, 2010. ISSN 0278-0046.

CEI. **CEI 0-21, Reference technical rules for the connection of active and passive users to the LV electrical utilities**, 2012.

CHANNEGOWDA, P.; JOHN, V. Filter Optimization for Grid Interactive Voltage Source Inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 12, p. 4106-4114, 2010. ISSN 0278-0046.

COTRIM, A. A. M. B. **Instalações elétricas**. 5º Ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2008. 520p. ISBN 9788576052081.

DAHONO, P. A. et al. Damping of transient oscillations on the output LC filter of PWM inverters by using a virtual resistor. 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Proceedings, 2001, 22-25 Oct. 2001. p.403-407 vol.1.

DANNEHL, J. et al. Investigation of Active Damping Approaches for PI-Based Current Control of Grid-Connected Pulse Width Modulation Converters With LCL Filters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 46, n. 4, p. 1509-1517, 2010. ISSN 0093-9994.

DANNEHL, J.; LISERRE, M.; FUCHS, F. W. Filter-Based Active Damping of Voltage Source Converters With LCL Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 8, p. 3623-3633, 2011. ISSN 0278-0046.

DE BRITO, M. A. G. et al. Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 3, p. 1156-1167, 2013. ISSN 0278-0046.

DIN. **VDE V 0126-1-1 - Automatic disconnection device between a generator and the public low voltage grid**, 2006.

DISPOWER. **Identification of general safety problems, definition of test procedures and design measures for protection, Deliverable 2.3**. 2005

DME-DISTRIBUIÇÃO. NT 07 05 014 – Geração Própria - requisitos técnicos mínimos necessários para o acesso de geração própria em baixa tensão e média tensão. Novembro de 2013 2013. Disponível em: < http://www.dme-pc.com.br/arquivos/norma_1385128100_nt07-05-014geracaopropria.pdf >.

DONG, D. **Ac-dc Bus-interface Bi-directional Converters in Renewable Energy Systems**. 2012. Ph.D. Dissertation, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia.

DONG, D. et al. Leakage Current Reduction in a Single-Phase Bidirectional AC-DC Full-Bridge Inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 10, p. 4281-4291, 2012. ISSN 0885-8993.

DREHER, J. R. et al. Comparison of H-bridge single-phase transformerless PV string inverters. 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2012, 5-7 Nov. 2012. p.1-8.

DTI. DC injection into low voltage AC networks. 2005. Disponível em: < http://webarchive.nationalarchives.gov.uk/20100919181607/http://www.ensg.gov.uk/assets/dg_cg0000200.pdf >. Acesso em: 17, Fev. 2015.

EL-042. **AS 4777.2 Grid connection of energy systems via inverters, Part 2: Inverter requirements** 2005.

ELTEK. THEIA Series product guide string inverters. 2014. Disponível em: < http://www.eltek.com/wip4/theia/Product_guide.pdf >. Acesso em: 4 Nov. 2014.

EPCOS, T. EMC Basics, General Technical Information. 2013. Disponível em: < <http://www.epcos.com/blob/528632/download/6/pdf-general.pdf> >. Acesso em: 5 Nov. 2014.

EPE. **Nota técnica, Análise da Inserção da Geração Solar na Matriz Elétrica Brasileira.** Empresa de Pesquisa Energética. 2012

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics.** 2nd Ed. Norwell, Massachusetts: Kluwer Academic Publishers, 2001. ISBN 9780792372707.

FRONIUS. FRONIUS IG TL TRANSFORMERLESS INVERTER. 2012. Disponível em: < http://www.fronius.com/cps/rde/xbcr/SID-0BCE7565-764149E3/fronius_uk/Fronius_IG_TL_EN_151229_snapshot.pdf >. Acesso em: 4 Nov. 2014.

GABE, I. J.; MONTAGNER, V. F.; PINHEIRO, H. Design and Implementation of a Robust Current Controller for VSI Connected to the Grid Through an LCL Filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 6, p. 1444-1452, 2009. ISSN 0885-8993.

GERTMAR, L.; KARLSSON, P.; SAMUELSSON, O. On DC injection to AC grids from distributed generation. European Conference on Power Electronics and Applications, 2005, 11 - 14 Sep. p.10 pp.-P.10.

GONZALEZ, R. et al. **US20090316458 A1, Single-phase inverter circuit to condition and transform direct current electric power into alternating current electric power:** Ingeteam Energy, S.A. 2009.

GONZALEZ, R. et al. Transformerless Single-Phase Multilevel-Based Photovoltaic Inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 7, p. 2694-2702, 2008. ISSN 0278-0046.

GONZALEZ, R. et al. High-Efficiency Transformerless Single-phase Photovoltaic Inverter. 12th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC), 2006, Aug. 30 2006-Sept. 1 2006. p.1895-1900.

GONZALEZ, R. et al. Transformerless Inverter for Single-Phase Photovoltaic Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 2, p. 693-697, 2007. ISSN 0885-8993.

GTM. The Global PV Inverter Landscape 2013: Technologies, Markets, and Survivors. 2013. Disponível em: < <http://www.greentechmedia.com/research/report/the-global-pv-inverter-landscape-2013> >. Acesso em: 6 Nov. 2014.

GUBIA, E. et al. EMI filter inductor size for transformerless PV systems based on the full bridge structure. 14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010, 6-8 Sept. 2010. p.S9-1-S9-5.

GUBÍA, E. et al. Ground currents in single-phase transformerless photovoltaic systems. **Progress in Photovoltaics: Research and Applications**, v. 15, n. 7, p. 629-650, 2007. ISSN 1099-159X.

GUO, X. et al. DC injection control for grid-connected inverters based on virtual capacitor concept. International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS, 2008, 17-20 Oct. p.2327-2330.

GUOFENG, H.; DEHONG, X.; MIN, C. A Novel Control Strategy of Suppressing DC Current Injection to the Grid for Single-Phase PV Inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 3, p. 1266-1274, 2015. ISSN 0885-8993.

HEDAYATI, M.; JOHN, V. Filter Configuration and PWM Method For Single Phase Inverters with Reduced Conducted EMI Noise. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. PP, n. 99, p. 1-1, 2015. ISSN 0093-9994.

HEDAYATI, M. H.; ACHARYA, A. B.; JOHN, V. Common-Mode Filter Design for PWM Rectifier-Based Motor Drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 11, p. 5364-5371, 2013. ISSN 0885-8993.

HEDAYATI, M. H.; ACHARYA B, A.; JOHN, V. Common-Mode and Differential-Mode Active Damping for PWM Rectifiers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 6, p. 3188-3200, 2014. ISSN 0885-8993.

HOFFMANN, N.; FUCHS, F. W.; DANNEHL, J. Models and effects of different updating and sampling concepts to the control of grid-connected PWM converters - A study based on discrete time domain analysis. Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), 2011, Aug. 30 2011-Sept. 1 2011. p.1-10.

HOLMES, D. G. et al. Optimized Design of Stationary Frame Three Phase AC Current Regulators. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 11, p. 2417-2426, 2009. ISSN 0885-8993.

HUAFENG, X.; SHAOJUN, X. Leakage Current Analytical Model and Application in Single-Phase Transformerless Photovoltaic Grid-Connected Inverter. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 52, n. 4, p. 902-913, 2010. ISSN 0018-9375.

HUAFENG, X. et al. An Optimized Transformerless Photovoltaic Grid-Connected Inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 5, p. 1887-1895, 2011. ISSN 0278-0046.

HUAFENG, X.; XIPU, L.; KE, L. Optimised full-bridge transformerless photovoltaic grid-connected inverter with low conduction loss and low leakage current. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 4, p. 1008-1015, 2014. ISSN 1755-4535.

HYOSUNG, K.; KYOUNG-HWAN, K. Filter design for grid connected PV inverters. IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies, 2008. ICSET, 2008, 24-27 Nov. 2008. p.1070-1075.

IEA-PVPS. T5-01:1998 UTILITY ASPECTS OF GRID CONNECTED PHOTOVOLTAIC POWER SYSTEMS. International Energy Agency. 1998

IEA-PVPS. Trends in photovoltaic applications: Survey report of selected IEA countries between 1992 and 2012. International Energy Agency. 2013

IEA-PVPS. T1-24:2014 PVPS Report Snapshot of Global PV 1992-2013 - Preliminary Trends Information from the IEA PVPS Programme International Energy Agency. 2014

IEC. 61727, Photovoltaic (PV) systems - Characteristics of the utility interface 2004.

IEC. TR 61000-3-15, Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-15: Limits - Assessment of low frequency electromagnetic immunity and emission requirements for dispersed generation systems in LV network, Committee Draft 2010.

IEC. 62109-2, Safety of power converters for use in photovoltaic power systems - Part 2: Particular requirements for inverters, ed1.0 2011.

IEC. TR 60725, ed3.0, Consideration of reference impedances and public supply network impedances for use in determining the disturbance characteristics of electrical equipment having a rated current ≤ 75 A per phase 2012.

IEEE. Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems. IEEE Std 1547-2003: 1-28 p. 2003.

IEEE. Application Guide for IEEE Std 1547(TM), IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems. IEEE Std 1547.2-2008: 1-217 p. 2009.

IET. BS 7671:2008 Requirements for Electrical Installations IET Wiring Regulations 2008.

IHS. Solar Microinverter Shipments to Quadruple and Reach 2.1 Gigawatts in 2017. 2013. Disponível em: < <https://technology.ihs.com/485484/solar-microinverter-shipments-to-quadruple-and-reach-21-gigawatts-in-2017> >. Acesso em: 6 Nov. 2014.

INGETEA. INGECON Sun Lite Transformerless. 2014. Disponível em: < http://www.ingeteam.com/Portals/0/Catalogo/Productos/Documento/PRD_783_Archivo_ingecon-sun-lite-tl.pdf >. Acesso em: 4 Nov. 2014.

INMETRO. Portaria n.º 357, de 01 de agosto de 2014 2014.

ISE, F. Photovoltaics Report 2014. 2014. Disponível em: < <http://www.ise.fraunhofer.de/de/downloads/pdf-files/aktuelles/photovoltaics-report-in-englischer-sprache.pdf> >. Acesso em: 6 Nov. 2014.

IIS. C 61000-3-2:2011, Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 20 A per phase) 2012.

KAI, Z. et al. Reduction of Common Mode EMI in a Full-Bridge Converter through Automatic Tuning of Gating Signals. CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference. IPEMC, 2006, 14-16 Aug. p.1-5.

KEREKES, T. **Analysis and Modeling of Transformerless Photovoltaic Inverter Systems: Dissertation Submitted to the Faculty of Engineering, Science & Medicine at Aalborg University in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering.** 2009. Aalborg University, Institute of Energy Technology

KEREKES, T. et al. A New High-Efficiency Single-Phase Transformerless PV Inverter Topology. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 1, p. 184-191, 2011. ISSN 0278-0046.

KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1292-1306, 2005. ISSN 0093-9994.

KOLAR, J. W. et al. A new concept for minimizing high-frequency common-mode EMI of three-phase PWM rectifier systems keeping high utilization of the output voltage. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC, 2000, 6 -10 Feb. p.519-527 vol.1.

LAI, R. S.; NGO, K. D. T. A PWM method for reduction of switching loss in a full-bridge inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 10, n. 3, p. 326-332, 1995. ISSN 0885-8993.

LEM. Current measurement in PV applications need the appropriate transducer. 2010. Disponível em: <
http://swisstmeeting.ch/tl_files/images/Energy_Power/High%20Accuracy%20Tranducers%20for%20Solar%20applications%20Feb10.pdf>. Acesso em: 21 Dec. 2014.

LIPO, T. A.; HOLMES, D. G. **Pulse width modulation for power converters : principles and practice.** Hoboken, NJ: John Wiley, 2003. ISBN 0471208140.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1281-1291, 2005. ISSN 0093-9994.

LISERRE, M.; DELL'AQUILA, A.; BLAABJERG, F. Stability improvements of an LCL-filter based three-phase active rectifier. IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference. PESC, 2002. p.1195-1201 vol.3.

LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Stability of grid-connected PV inverters with large grid impedance variation. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 04, 2004, 20-25 June. p.4773-4779 Vol.6.

LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 1, p. 263-272, 2006. ISSN 0885-8993.

LOPEZ, O.; TEODORESCU, R.; DOVAL-GANDOY, J. Multilevel transformerless topologies for single-phase grid-connected converters. 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, IECON 2006, 6-10 Nov. 2006. p.5191-5196.

LOPEZ, O. et al. Eliminating ground current in a transformerless photovoltaic application. IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2007, 24-28 June 2007. p.1-5.

LUO, F. L.; HONG, Y. **Renewable Energy Systems: Advanced Conversion Technologies and Applications**. Boca Raton, FL: Taylor & Francis, 2012. ISBN 9781439891094.

MAGNETICS. Magnetics Powder Core Catalog 2013. Disponível em: < <http://www.mag-inc.com/File%20Library/Product%20Literature/Powder%20Core%20Literature/MageticsPowderCoreCatalog2013Update.pdf> >. Acesso em: 3 Abr. 2015.

MARAFÃO, F.; DECKMANN, S.; LUNA, E. A novel frequency and positive sequence detector for utility applications and power quality analysis. International Conference on Renewable Energy and Power Quality (ICRE PQ), 2004.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Eletrônica de potência: introdução ao estudo dos conversores CC-CA**. Florianópolis, SC: Edição dos Autores, 2005. ISBN 9788590520313.

MARTINZ, F. O. **Estudo de técnicas de controle de corrente CA em conversores VSC-PWM em sistema de coordenadas estacionárias ABC**. 2013. Tese de Doutorado, Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas, Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo.

MARTINZ, F. O. et al. Gain limits for current loop controllers of single and three-phase PWM converters. International Power Electronics Conference (IPEC), 2010, Sapporo. 21-24 June 2010. p.201-208.

MASSING, J. R. et al. Adaptive Current Control for Grid-Connected Converters With LCL Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 12, p. 4681-4693, 2012. ISSN 0278-0046.

MCLEAN, J. W. Inductor design using amorphous metal C-cores. **IEEE Circuits and Devices Magazine**, v. 12, n. 5, p. 26-30, 1996. ISSN 8755-3996.

MING, X. et al. A novel H6-type transformerless inverter for grid-connected photovoltaic application. 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2012, 18-20 July 2012. p.58-63.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. 2nd. Ed. New York: John Wiley & Sons, 1995. ISBN 0471584088.

MUKHERJEE, N.; DE, D. Analysis and improvement of performance in LCL filter-based PWM rectifier/inverter application using hybrid damping approach. **IET Power Electronics**, v. 6, n. 2, p. 309-325, 2013. ISSN 1755-4535.

MURAI, Y.; KUBOTA, T.; KAWASE, Y. Leakage current reduction for a high-frequency carrier inverter feeding an induction motor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 28, n. 4, p. 858-863, 1992. ISSN 0093-9994.

MYRZIK, J. M. A.; CALAIS, M. String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems - a review. IEEE Power Tech Conference Proceedings, 2003, Bologna. 23-26 June 2003. p.8 pp. Vol.2.

NASCIMENTO FILHO, P. S. et al. Modelagem e controle digital com alocação polinomial de polos do estágio CC de um conversor fotovoltaico conectado à rede elétrica. V Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE), 2014, Foz do Iguaçu.

OGATA, K. **Modern Control Engineering**. 5th Ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2010. ISBN 9780136156734.

OURY, A.; BERGERON, R.; LAPERRIERE, A. Source impedances of the Canadian distribution systems (residential and industrial). 14th International Conference and Exhibition on Electricity Distribution. Part 1: Contributions. CIRED. , 1997, 2-5 June 1997. p.34/1-34/8 vol.2.

OZENBAUGH, R. L.; PULLEN, T. M. **EMI Filter Design**. 3rd Ed. Boca Raton, FL: Taylor & Francis, 2011. ISBN 9781439844755.

OZKAN, Z.; HAVA, A. M. Leakage current analysis of grid connected transformerless solar inverters with zero vector isolation. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011, 17-22 Sept. 2011. p.2460-2466.

OZKAN, Z.; HAVA, A. M. A survey and extension of high efficiency grid connected transformerless solar inverters with focus on leakage current characteristics. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012, 15-20 Sept. 2012. p.3453-3460.

PARKER, S. G.; MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. A general discrete time model to evaluate active damping of grid converters with LCL filters. International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), 2014a, 18-21 May 2014. p.2019-2026.

PARKER, S. G.; MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Regions of Active Damping Control for LCL Filters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 1, p. 424-432, 2014b. ISSN 0093-9994.

PATRAO, I. et al. Transformerless topologies for grid-connected single-phase photovoltaic inverters. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 15, n. 7, p. 3423-3431, 2011. ISSN 1364-0321.

PEÑA-ALZOLA, R. et al. A Self-commissioning Notch Filter for Active Damping in a Three-Phase LCL -Filter-Based Grid-Tie Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 12, p. 6754-6761, 2014. ISSN 0885-8993.

PEÑA-ALZOLA, R. et al. LCL-Filter Design for Robust Active Damping in Grid-Connected Converters. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 10, n. 4, p. 2192-2203, 2014. ISSN 1551-3203.

PEÑA-ALZOLA, R. et al. Analysis of the Passive Damping Losses in LCL-Filter-Based Grid Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 6, p. 2642-2646, 2013. ISSN 0885-8993.

PERERA, D. et al. Power quality emission assessment of photovoltaic inverters based on IEC Technical Report 61000-3-15:2011. Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC), 2013, Sept. 29 2013-Oct. 3 2013. p.1-6.

PINHEIRO, H. et al. Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, v. 16, p. 13-24, 2005. ISSN 0103-1759.

PINTO NETO, A. F. D. C. **Qualificação e etiquetagem de inversores para sistemas fotovoltaicos conectados à rede**. 2012. Dissertação (Mestrado em Energia) EP/FEA/IEE/IF, Universidade de São Paulo, São Paulo.

POLISENO, M. C.; MASTROMAURO, R. A.; LISERRE, M. Transformer-less photovoltaic (PV) inverters: A critical comparison. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE, 2012, sept. p.3438 -3445.

RENDUSARA, D. A.; ENJETI, P. N. An improved inverter output filter configuration reduces common and differential modes dv/dt at the motor terminals in PWM drive systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, n. 6, p. 1135-1143, 1998. ISSN 0885-8993.

RIDLEY, R. B. Secondary LC filter analysis and design techniques for current-mode-controlled converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 3, n. 4, p. 499-507, 1988. ISSN 0885-8993.

RYAN, M. J.; LORENZ, R. D. A high performance sine wave inverter controller with capacitor current feedback and “back-EMF” decoupling. 26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC, 1995, 18-22 Jun 1995. p.507-513 vol.1.

SANTERNO. Solar Energy Catalogue 2014. 2014. Disponível em: < http://www.santerno.com/fileadmin/user_upload/pdf/Catalogues/Solar/Santerno_Catalogo_Solar.pdf >. Acesso em: 4 Nov. 2014.

SC77A, I. Japanese Guideline for Reduction of Harmonic Emission caused by electrical and electronic equipment for household and general use, Ver. 1.12, IEC SC77A Japanese National Committee., 2001. Disponível em: < http://home.jeita.or.jp/eps/harmonics/guideline/data/guideline_eng.pdf >. Acesso em: 6 Nov. 2014.

SCHMIDT, H.; SIEDLE, C.; KETTERER, J. **US7046534, DC/AC converter to convert direct electric voltage into alternating voltage or into alternating current**: Fraunhofer Institute for Solar Energy Systems 2006.

SCHONEK, J. Schneider Electric Cahier Technique no. 114 - Residual current devices in LV. 2006. Disponível em: < <http://www2.schneider-electric.com/documents/technical->

publications/en/shared/electrical-engineering/protection-devices-monitoring/low-voltage-minus-1kv/ect114.pdf >. Acesso em: 08 mar. 2015.

SHARMA, R. Removal of DC offset current from transformerless PV inverters connected to utility. 40th International Universities Power Engineering Conference (UPEC 2005), 2005, Cork, Ireland. 7-9 Sept.

SHER, H. A.; ADDOWEESH, K. E. Micro-inverters — Promising solutions in solar photovoltaics. **Energy for Sustainable Development**, v. 16, n. 4, p. 389-400, 2012. ISSN 0973-0826.

SMA. Capacitive Leakage Currents - Information on the design of transformerless inverters of type Sunny Boy, Sunny Mini Central, Sunny Tripower, version 2.5. . 2014a. Disponível em: < <http://files.sma.de/dl/7418/Ableitstrom-TI-en-25.pdf>, >. Acesso em: 29 Out. 2014.

SMA. Module Technology - SMA inverters provide the optimum solution for every module, version 3.0. Disponível em:, Acesso em: . 2014b. Disponível em: < <http://files.sma.de/dl/7418/Duennschicht-TI-UEN114630.pdf> >. Acesso em: 24 mai. 2014.

SMA. Sunny Boy 6000TL-US / 7000TL-US / 8000TL-US / 9000TL-US / 10000TL-US / 11000TL-US. 2014c. Disponível em: < <http://files.sma.de/dl/10707/SUNNYBOY6-11TLUS-DUS143017W.pdf> >. Acesso em: 4 Nov. 2014.

SMA. SUNNY TRIPOWER 12000TI-US / 15000TI-US / 20000TI-US / 24000TL-US. 2014d. Disponível em: < <http://files.sma.de/dl/21561/STPTL-US12-24-DUS143110W.PDF> >. Acesso em: 4 Nov. 2014.

SOUZA FIGUEREDO, R. et al. Leakage current minimization techniques for single-phase transformerless grid-connected PV inverters - An overview. Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 2013, 27-31 Oct. 2013. p.517-524.

STEINKE, J. K. Use of an LC filter to achieve a motor-friendly performance of the PWM voltage source inverter. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 14, n. 3, p. 649-654, 1999. ISSN 0885-8969.

SUNGROW. PV Grid-Connected Inverters. 2014. Disponível em: < <http://www.sungrowpower.com/sungrow-english/download.php> >. Acesso em: 4 Nov. 2014.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. Wiley, 2011. ISBN 9781119957201.

VDE. **VDE-AR-N 4105, Technical minimum requirements for the connection to and parallel operation with low-voltage distribution networks**, 2011.

VICTOR, M. et al. **US 2005/0286281 A1, Method of converting a direct current voltage from a source of direct current voltage, more specifically from a photovoltaic couse of direct current voltage, into a alternating current voltage**: SMA Solar Technology AG. 2005.

VICTOR, M. et al. **US7411802 B2, Method of converting a direct current voltage from a source of direct current voltage, more specifically from a photovoltaic source of direct current voltage, into a alternating current voltage**: SMA Solar Technology AG. 2008.

VILLALVA, M. G. G., J. R. **Energia Solar Fotovoltaica - Conceitos e Aplicações - Sistemas Isolados e Conectados à Rede**. 1ª Ed. São Paulo: Editora Érica, 2012. 224p. ISBN 9788536504162.

WANG, T. C. Y. et al. Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter. Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual, 2003, 15-19 June 2003. p.779-784 vol.2.

WEIMIN, W. et al. A New Design Method for the Passive Damped LCL and LLCL Filter-Based Single-Phase Grid-Tied Inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 10, p. 4339-4350, 2013. ISSN 0278-0046.

WEIMIN, W. et al. A Robust Passive Damping Method for LLCL-Filter-Based Grid-Tied Inverters to Minimize the Effect of Grid Harmonic Voltages. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 7, p. 3279-3289, 2014. ISSN 0885-8993.

WEIMIN, W. et al. A Modified LLCL Filter With the Reduced Conducted EMI Noise. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 7, p. 3393-3402, 2014. ISSN 0885-8993.

WEIMIN, W. et al. A hybrid damping method for LLCL-filter based grid-tied inverter with a digital filter and an RC parallel passive damper. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013, 15-19 Sept. 2013. p.456-463.

WUHUA, L.; XIANGNING, H. Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 4, p. 1239-1250, 2011. ISSN 0278-0046.

YAOSUO, X. et al. Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 5, p. 1305-1314, 2004. ISSN 0885-8993.

YONGQIANG, L. et al. A Novel Design Method of LCL Type Utility Interface for Three-Phase Voltage Source Rectifier. IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05, 2005, 16-16 June 2005. p.313-317.

ZILLES, R. M., WILSON NEGRÃO ; GALHARDO, M. A. B. ; OLIVEIRA, S. H. F. . **Sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica**. 1ª Ed. São Paulo: Oficina de Textos, 2012. 208 p. ISBN 9788579750526.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 3, p. 814-822, 2003. ISSN 0885-8993.

APÊNDICE A – CIRCUITOS SIMULADOS NO SOFTWARE PSIM

A Figura APA.1 apresenta o circuito utilizado para simulação da topologia H5 com estratégia de modulação adequada para provisão de potência reativa.

Figura APA.1 – Circuito utilizado para simulação no software PSIM: Topologia H5.

Fonte: Produção do próprio autor

A Figura APA.2 apresenta o circuito utilizado para simulação da topologia HERIC.

Figura APA.2 – Circuito utilizado para simulação no software PSIM: Topologia HERIC.

Fonte: Produção do próprio autor

A Figura APA.4 apresenta o circuito utilizado para simulação da topologia *H-Bridge Zero Voltage Rectifier* (HB-ZVR).

Figura APA.4 – Circuito utilizado para simulação no software PSIM: Topologia HB-ZVR.

Fonte: Produção do próprio autor

A Figura APA.5 apresenta o circuito utilizado para simulação do microinversor de 300W empregando o filtro integrado de modo comum e diferencial proposto neste trabalho.

Figura APA.5 – Circuito utilizado para simulação no software PSIM: Filtro integrado CM e DM proposto.

Fonte: Produção do próprio autor

APÊNDICE B – FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA DO FILTRO PROPOSTO COM AMORTECIMENTO PASSIVO

- Obtenção da função de transferência $i_{Leakage}(s)/v_{cm}(s)$.

A Figura APB.1 apresenta o circuito equivalente de modo comum utilizado para obtenção da função de transferência $i_{Leakage}(s)/v_{cm}(s)$. A Figura APB.1 é obtida a partir da Figura 6.8 desprezando-se a tensão de modo comum da rede elétrica.

Figura APB.1 – Circuito de modo comum desprezando a tensão da rede elétrica

Fonte: Produção do próprio autor

As equações (APB.1) - (APB.7) são obtidas a partir do circuito apresentado na Figura APB.1 considerando-se as impedâncias complexas dos elementos do circuito no domínio da frequência ($Z_{1cm} - Z_{7cm}$) (OGATA, 2010).

$$Z_{1cm} = \frac{1}{sC_P} + R_{gnd} \quad (\text{APB.1})$$

$$Z_{2cm} = sL_{redecm} + R_{redecm} \quad (\text{APB.2})$$

$$Z_{3cm} = \frac{1}{sC_{fcm2}} + R_{dcm2} \quad (\text{APB.3})$$

$$Z_{4cm} = sL_{4cm} + R_{L4cm} \quad (\text{APB.4})$$

$$Z_{5cm} = \frac{1}{sC_{fcm1}} \quad (\text{APB.5})$$

$$Z_{6\,cm} = \frac{1}{sC_{d\,cm1}} + R_{d\,cm1} \quad (\text{APB.6})$$

$$Z_{7\,cm} = sL_{cm} + R_{Lcm} \quad (\text{APB.7})$$

As equações (APB.8) - (APB.12) são obtidas a partir da associação das impedâncias complexas definidas pelas equações (APB.1) - (APB.7).

$$Z_{A\,cm} = Z_{1\,cm} + Z_{2\,cm} \quad (\text{APB.8})$$

$$Z_{B\,cm} = \frac{1}{\frac{1}{Z_{A\,cm}} + \frac{1}{Z_{3\,cm}}} \quad (\text{APB.9})$$

$$Z_{C\,cm} = Z_{B\,cm} + Z_{4\,cm} \quad (\text{APB.10})$$

$$Z_{D\,cm} = \frac{1}{\frac{1}{Z_{C\,cm}} + \frac{1}{Z_{5\,cm}} + \frac{1}{Z_{6\,cm}}} \quad (\text{APB.11})$$

$$Z_{T\,cm} = Z_{D\,cm} + Z_{7\,cm} \quad (\text{APB.12})$$

Equacionando os divisores de tensão formados pelas associações das impedâncias complexas obtém-se as equações (APB.13) e (APB.14). A partir das equações (APB.14) e (APB.8) obtém-se a eq.(APB.15).

$$v_{cf\,cm1} = \frac{Z_{D\,cm}}{Z_{T\,cm}} \cdot v_{cm} \quad (\text{APB.13})$$

$$v_{cf\,cm2} = \frac{Z_{B\,cm}}{Z_{C\,cm}} \cdot v_{cf\,cm1} \quad (\text{APB.14})$$

$$i_{Leakage} = \frac{v_{cf\,cm2}}{Z_{A\,cm}} \quad (\text{APB.15})$$

Substituindo a eq.(APB.13) na eq.(APB.14) e a eq.(APB.14) na eq.(APB.15) obtém-se a função de transferência $i_{Leakage}(s)/v_{cm}(s)$, eq.(APB.16).

$$\frac{i_{Leakage}(s)}{v_{cm}(s)} = \frac{Z_{B\,cm} \cdot Z_{D\,cm}}{Z_{A\,cm} \cdot Z_{C\,cm} \cdot Z_{T\,cm}} \quad (\text{APB.16})$$

- Obtenção das funções de transferência $i_{rede\ dm}(s)/v_{dm}(s)$ e $i_{Ldm}(s)/v_{dm}(s)$.

A Figura APB.2 apresenta o circuito equivalente de modo diferencial utilizado para obtenção das funções de transferência $i_{rede\ dm}(s)/v_{dm}(s)$ e $i_{Ldm}(s)/v_{dm}(s)$. A Figura APB.2 é obtida a partir da Figura 6.9 desprezando-se a tensão de modo diferencial da rede elétrica.

Figura APB.2 – Circuito de modo diferencial desprezando a tensão da rede elétrica

Fonte: Produção do próprio autor

As equações (APB.17) - (APB.23) são obtidas a partir do circuito apresentado na Figura APB.4 considerando-se as impedâncias complexas dos elementos do circuito no domínio da frequência ($Z_{1\ dm} - Z_{7\ dm}$).

$$Z_{1\ dm} = sL_{dm2} + R_{Ldm2} \quad (\text{APB.17})$$

$$Z_{2\ dm} = \frac{1}{sC_{f\ dm2}} + R_{d\ dm3} \quad (\text{APB.18})$$

$$Z_{3\ dm} = sL_{4\ dm} + R_{L4\ dm} \quad (\text{APB.19})$$

$$Z_{4\ dm} = \frac{1}{sC_{f\ dm1}} \quad (\text{APB.20})$$

$$Z_{5\ dm} = \frac{1}{sC_{d\ dm2}} + R_{d\ dm2} \quad (\text{APB.21})$$

$$Z_{6\ dm} = \frac{1}{sC_{d\ dm1}} + R_{d\ dm1} \quad (\text{APB.22})$$

$$Z_{7\ dm} = sL_{dm1} + R_{Ldm1} \quad (\text{APB.23})$$

As equações (APB.24) - (APB.27) são obtidas a partir da associação das impedâncias complexas definidas pelas equações (APB.17) - (APB.23).

$$Z_{A\ dm} = \frac{1}{\frac{1}{Z_{1\ dm}} + \frac{1}{Z_{2\ dm}}} \quad (\text{APB.24})$$

$$Z_{B\ dm} = Z_{A\ dm} + Z_{3\ dm} \quad (\text{APB.25})$$

$$Z_{C\ dm} = \frac{1}{\frac{1}{Z_{B\ dm}} + \frac{1}{Z_{4\ dm}} + \frac{1}{Z_{5\ dm}} + \frac{1}{Z_{6\ dm}}} \quad (\text{APB.26})$$

$$Z_{T\ dm} = Z_{C\ dm} + Z_{7\ dm} \quad (\text{APB.27})$$

Equacionando os divisores de tensão formados pelas associações das impedâncias complexas obtém-se as equações (APB.28) e (APB.29). A partir das equações (APB.29) e (APB.17) obtém-se a eq.(APB.30). A partir da eq.(APB.27) obtém-se a eq.(APB.31).

$$v_{cf\ dm1} = \frac{Z_{C\ dm}}{Z_{T\ dm}} \cdot v_{dm} \quad (\text{APB.28})$$

$$v_{cf\ dm2} = \frac{Z_{A\ dm}}{Z_{B\ dm}} \cdot v_{cf\ dm1} \quad (\text{APB.29})$$

$$i_{rede\ dm} = \frac{v_{cf\ dm2}}{Z_{1\ dm}} \quad (\text{APB.30})$$

$$i_{Ldm} = \frac{v_{dm}}{Z_{T\ dm}} \quad (\text{APB.31})$$

Substituindo a eq.(APB.28) na eq.(APB.29) e a eq.(APB.29) na eq.(APB.30) obtém-se a função de transferência $i_{rede\ dm}(s)/v_{dm}(s)$, eq.(APB.32). A partir da eq.(APB.31) obtém-se a função de transferência $i_{Ldm}(s)/v_{dm}(s)$, eq.(APB.33).

$$\frac{i_{rede\ dm}(s)}{v_{dm}(s)} = \frac{Z_{A\ dm} \cdot Z_{C\ dm}}{Z_{1\ dm} \cdot Z_{B\ dm} \cdot Z_{T\ dm}} \quad (\text{APB.32})$$

$$\frac{i_{Ldm}(s)}{v_{dm}(s)} = \frac{1}{Z_{T\ dm}} \quad (\text{APB.33})$$

APÊNDICE C – FOTOS DA MONTAGEM EXPERIMENTAL

Nas Figuras APC.1 – APC.4 são apresentadas algumas fotos dos principais elementos da montagem experimental.

Figura APC.1 – Vista geral da montagem experimental

Fonte: Produção do próprio autor

Figura APC.2 – Inversor tipo fonte de tensão em ponte completa

Fonte: Produção do próprio autor

Figura APC.3 – Placa de controle (DSC TMS320F28335 e circuitos de condicionamento de sinais)

Fonte: Produção do próprio autor

Figura APC.4 – Detalhe do protótipo do filtro integrado CM e DM proposto

Fonte: Produção do próprio autor